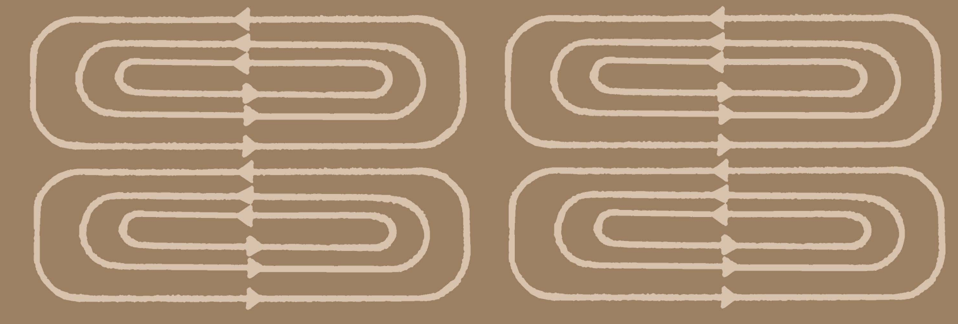
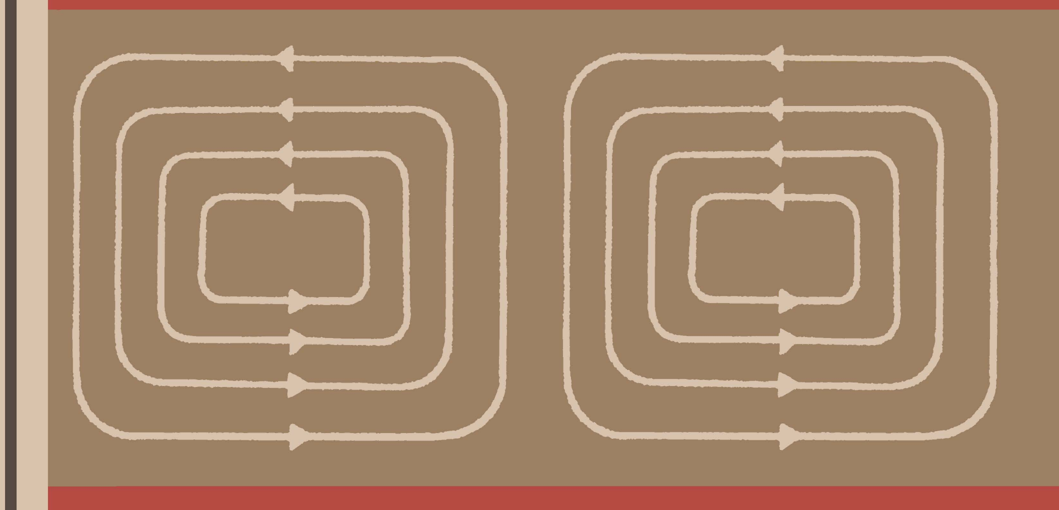
И·П·ЖЕРЕБЦОВ





И·П·ЖЕРЕБЦОВ

ВВЕДЕНИЕ В ТЕХНИКУ ДЕЦИМЕТРОВЫХ И САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН



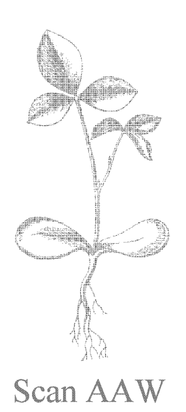
МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

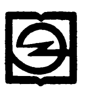
Выпуск 904

И. П. ЖЕРЕБЦОВ

ВВЕДЕНИЕ В ТЕХНИКУ ДЕЦИМЕТРОВЫХ И САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Издание третье, переработанное и дополненное





«ЭНЕРГИЯ»
ЛЕНИНГРАД 1976

6Ф2.18
Ж 59
УДК 621.37

Жеребцов И. П.

Ж 59 Введение в технику дециметровых и сантиметровых волн. Л., «Энергия», 1976.

184 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 904).

В книге популярно изложены элементы техники дециметровых и сантиметровых волн. Рассматриваются линии передачи волн, волноводы, колебательные системы, электронные приборы, излучающие устройства, а также особенности распространения дециметровых и сантиметровых волн.

Книга рассчитана на читателей, имеющих среднее образование и знакомых с основами радиоэлектроники. Она может служить введением в последующее изучение приемной, передающей и измерительной аппаратуры дециметрового и сантиметрового диапазонов волн.

Ж $\frac{30401-117}{051(01)-76}$ 172-76 6Ф2.18

ПРЕДИСЛОВИЕ

Важной составной частью радиоэлектроники является техника сверхвысоких частот (СВЧ) и, в частности, техника дециметровых и сантиметровых волн. Изучение элементов техники СВЧ необходимо для ознакомления с космической радиоэлектроникой, радиолокацией, радионавигацией, радиорелейной и многоканальной связью, радиотелеуправлением, радиометеорологией, радиоастрономией и многими другими областями современной радиотехники.

Ценные результаты в решении ряда интересных проблем техники СВЧ несомненно могут дать радиолюбители. Усовершенствование приемников и передатчиков, применение различных ламп и полупроводниковых приборов, опыты с направленными антеннами, исследование распространения дециметровых и сантиметровых волн в различных условиях, постройка измерительных приборов для СВЧ, разработка новых колебательных систем — таков далеко не полный перечень практических работ, которыми уже занимаются многие радиолюбители.

Излагая элементы техники дециметровых и сантиметровых волн, автор стремился написать популярную книгу, доступную читателю, имеющему среднее образование и знакомому с основами радиоэлектроники. Главное внимание в книге уделено объяснению физических явлений, наблюдающихся в приборах и элементах СВЧ-устройств. Техника СВЧ в последние годы развилась в такую широкую область радиоэлектроники, что в небольшой книжке можно было изложить только те вопросы, которые необходимы для дальнейшего изучения этой области техники. Многие

приборы и устройства СВЧ, в частности приборы квантовой электроники, представляющей большую самостоятельную область радиоэлектроники, параметрические и плазменные усилители и генераторы, не рассмотрены в данной книге, призванной быть лишь введением в технику СВЧ.

Все критические замечания по книге, за которые автор будет признателен, следует направлять в адрес издательства: 192041, Ленинград, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

Автор

Глава первая

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

В течение длительного периода времени развитие радиотехники происходило главным образом по пути использования длинных, средних и коротких волн, т. е. волн длиннее 10 м. Диапазоны этих волн были быстро «заселены» радиостанциями для вещания, связи, навигации, службы погоды, службы точного времени и других целей. Одновременно проводилось изучение ультракоротких волн (УКВ), имеющих длину меньше 10 м. Во время Великой Отечественной войны и после нее благодаря развитию радиолокации, телевидения и импульсной радиосвязи техника ультракоротких волн стала усиленно развиваться и достигла больших успехов.

Волны длиной от 1 до 10 м принято называть *метровыми*, от 10 см до 1 м — *дециметровыми*, от 1 до 10 см — *сантиметровыми,* от 1 до 10 мм — *миллиметровыми* и волны короче 1 мм — *субмиллиметровыми.* Частоты, соответствующие всем этим волнам, называют *сверхвысокими частотами* (или сокращенно СВЧ).

Самая длинная волна дециметрового диапазона (длиной 1 м) соответствует частоте 300 МГц. При такой частоте электроны в проводе за 1 с делают 300 млн. колебаний! Для более коротких волн частота возрастает до еще бóльших величин. Например, при длине волны 10 см частота в 10 раз выше, т. е. составляет 3000 МГц. Для измерения таких высоких частот удобно применять единицу частоты *гигагерц* (ГГц), равную 10^9 Гц. В данной книге будут рассмотрены элементы техники только дециметровых и сантиметровых волн.

Волны, соответствующие СВЧ, имеют ряд особенностей, причем одни и те же особенности в некоторых случаях выступают как преимущества, а в других случаях — как недостатки.

СВЧ применяют в многоканальной импульсной радиосвязи, при которой на одной несущей частоте передается несколько десятков или сотен (и более) телефонных разговоров. Используемая для этой цели импульсная модуляция требует передачи колебаний в очень широкой полосе частот, что можно осуществить только в диапазоне СВЧ. Для телевизионного вещания, также

требующего широкой полосы частот, диапазон СВЧ является единственно пригодным.

Очень широкий диапазон СВЧ позволяет разместить большое количество передающих станций без взаимных помех. Этому способствует также то, что волны СВЧ, как правило, не распространяются вдоль земной поверхности на значительные расстояния и, следовательно, помехи от дальних радиостанций обычно не наблюдаются.

Законы распространения радиоволн СВЧ были установлены главным образом благодаря работам академиков Б. А. Введенского, М. А. Леонтовича, В. А. Фока и ряда других ученых.

Распространение волн СВЧ имеет ряд особенностей. Эти волны обладают сравнительно малой способностью к дифракции, т. е. к огибанию препятствий, и весьма слабо преломляются в ионосфере. Как правило, они не распространяются на дальние расстояния путем огибания кривизны земной поверхности, подобно длинным и средним волнам, или путем преломления и отражения в ионосфере, подобно коротким волнам. Дециметровые и сантиметровые волны, излучаемые антенной под углом к горизонту, обычно проходят сквозь ионосферу и не возвращаются обратно на Землю, распространяясь дальше в межпланетном пространстве. Лишь в особых случаях наблюдаются искривление пути и возвращение этих волн на Землю вследствие преломления их в нижних слоях атмосферы или по другим причинам.

Волны СВЧ поглощаются зданиями, деревьями, холмами, самой землей, а также частицами воды и льда, находящимися в воздухе (дождь, туман, снег, облака). Дециметровые и сантиметровые волны распространяются главным образом в пределах прямой видимости, как и световые лучи. Надежная радиосвязь на этих волнах вдоль поверхности земли обычно возможна на расстояниях не более десятков километров; но даже при таких расстояниях часто приходится поднимать на высоту приемную и передающую антенны, если на пути волн имеется много мешающих предметов.

Важное преимущество СВЧ состоит в том, что при приеме сигналов гораздо слабее чувствуются атмосферные помехи.

Дециметровые и сантиметровые волны хорошо отражаются от различных препятствий. Чем меньше длина волны по сравнению с размерами отражающего предмета, тем лучше происходит отражение. Явление отражения сильно влияет на распространение волн СВЧ, особенно в гористых и холмистых местностях, а также среди городских зданий, и это следует отнести к недостаткам СВЧ в случае применения этих волн для радиосвязи и вещания.

Вместе с тем отражение волн СВЧ от специальных рефлекторов или зеркал используется для создания направленного излучения волн в виде узкого пучка (подобно лучу прожектора).

Это дает увеличение дальности действия, позволяет применять передатчики меньшей мощности и снижает взаимные помехи радиостанций.

Применение направленного излучения и последующего отражения волн СВЧ представляет собой один из основных принципов радиолокации. Если на пути луча, созданного остронаправленной антенной, встречается какое-либо препятствие (цель), например самолет в воздухе, то от него радиоволны отражаются во все стороны. Часть отраженных волн возвращается к радиолокационной станции.

С помощью специальных устройств, входящих в состав радиолокационной станции, можно определить направление на цель, а также расстояние до нее, т. е. можно узнать местоположение цели.

Большое значение имеет применение СВЧ для радиорелейных линий связи. Они представляют собой цепочку приемо-передающих радиостанций, расположенных на расстоянии в несколько десятков километров друг от друга между теми двумя пунктами, которые должны быть связаны. Сигналы от радиопередатчика одного из этих пунктов передаются на ближайшую радиорелейную станцию. От приемника этой станции сигналы поступают на ее передатчик, который передает их на вторую станцию, и т. д. Эти станции могут работать автоматически, без обслуживающего персонала. На таких линиях связи обычно применяется импульсная модуляция, дающая возможность проводить одновременно десятки телефонных переговоров. Радиорелейные станции имеют антенны направленного излучения. Поэтому они не мешают другим линиям радиосвязи и мощность их передатчиков может быть небольшой.

Метровые, дециметровые и сантиметровые волны применяются в астрономии. По принципу радиолокации удалось принять сигналы, отраженные от Луны, Венеры, Меркурия, Марса, Юпитера. Аналогичным путем удается обнаруживать и определять местоположение и движение метеоров, не видимых в телескопы. Такие наблюдения возможны в дневное время и при большой облачности, когда обычные телескопы вообще непригодны. Солнце, звезды и другие небесные тела излучают волны в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах. Наблюдения над этими волнами позволяют лучше изучить процессы, происходящие на небесных телах.

Очень важная область применения волн СВЧ — радиосвязь с искусственными спутниками Земли, космическими кораблями и автоматическими межпланетными станциями.

Для наблюдений за погодой используется явление отражения и поглощения волн СВЧ облаками, туманом, дождем и снегом.

Использование дециметровых и сантиметровых волн потребовало коренных изменений в схемах и конструкциях приемников

и передатчиков. Для этих волн применяются новые типы электронных ламп, так как обычные усилительные и генераторные лампы оказались малопригодными или даже совсем непригодными для СВЧ. На этих частотах время пролета электронов от катода к сетке или аноду лампы одного порядка с периодом колебаний, поэтому обычная электронная лампа перестает быть безынерционной, так как в ней происходит запаздывание электронов.

Для устранения вредного влияния инерции электронов сконструированы электронные приборы — клистроны, специально предназначенные для СВЧ. В этих приборах, служащих для генерации или усиления колебаний СВЧ, время пролета электронов может быть примерно равно одному или нескольким периодам.

Идея создания клистронов была высказана Д. А. Рожанским, а первые эксперименты с подобными приборами осуществила А. Арсеньева. Распространенный в аппаратуре СВЧ отражательный клистрон изобретен В. Ф. Коваленко.

Широко применяются в передатчиках сантиметрового диапазона магнетроны, в которых для создания нужных путей движения электронов применяется внешнее магнитное поле, создаваемое постоянным магнитом или электромагнитом. Современные конструкции магнетронов созданы благодаря идеям М. А. Бонч-Бруевича, а также работам советских ученых Н. Ф. Алексеева, Д. Е. Малярова и других.

На дециметровых волнах применяются лампы типа обычных триодов, но специальной конструкции. Расстояние между электродами делается весьма малым, чтобы время пролета электронов было небольшим. Выводы от электродов конструируются так, чтобы их емкость и индуктивность были наименьшими. Подобные лампы впервые построила группа инженеров под руководством Н. Д. Девяткова.

Детектирование колебаний в измерительных приборах и радиоприемниках осуществляется специальными диодами с очень малым расстоянием между электродами, а также полупроводниковыми диодами, которые оказались особенно удобными. Изменили свой вид и колебательные контуры. На дециметровых волнах при $\lambda=40\div100$ см еще возможно применение контуров, состоящих из одного витка или полувитка и небольшого конденсатора. Но на более коротких волнах приходится применять так называемые объемные контуры или объемные резонаторы. Они обладают более высокими качествами, чем обычные контуры с катушками и конденсаторами. Настраивают их путем изменения объема с помощью тех или иных приспособлений. Теория объемных резонаторов разработана главным образом трудами советских ученых М. С. Неймана, Г. В. Кисунько и других.

Для передачи волн СВЧ применяют различные типы линий, связывающих передатчик или приемник с антенной или отдель-

ные элементы какой-либо схемы. Линии бывают симметричные, в виде двух одинаковых параллельных проводов, а также коаксиальные или концентрические, состоящие из двух цилиндрических проводов, вставленных один в другой и разделенных высококачественной изоляцией. Небольшие отрезки таких линий с длиной около четверти или половины длины волны применяют в качестве колебательных контуров приемников, передатчиков и измерительных приборов на дециметровых волнах. На сантиметровых волнах для передачи волн вместо двухпроводных линий с успехом применяются полые трубы, называемые волноводами. При распространении волны внутри такой трубы потери энергии получаются значительно меньшими, чем в двухпроводных линиях. Важные работы по теории волноводов принадлежат Б. А. Введенскому, А. Г. Аренбергу, Н. Н. Малову и другим ученым.

Весьма интересна дальняя связь на СВЧ с применением вместо кабеля волноводов круглого сечения. При такой связи возможно одновременно передавать без помех друг другу десятки телевизионных программ и проводить тысячи телефонных переговоров.

Важное значение имеет вопрос о потерях энергии на СВЧ, так как с повышением частоты потери возрастают. Для уменьшения потерь в аппаратуре СВЧ применяют специальные изоляционные материалы с малыми потерями, а также уменьшают активное сопротивление проводников с помощью увеличения их поверхности.

Много нового сделано в антенных устройствах для СВЧ. В развитии теории и техники этих антенн важные работы выполнили советские ученые А. А. Пистолькорс, М. С. Нейман, Я. Н. Фельд и другие. Для получения острой направленности излучения и приема применяют сложные антенны, скомбинированные из большого числа вибраторов, а также вогнутые зеркала из металлической сетки или листового металла. Кроме того, разработаны совершенно новые антенны: рупорные, диэлектрические, щелевые и другие. Рупорные антенны имеют вид металлического рупора круглого или прямоугольного сечения, служащего продолжением волновода. Диэлектрические антенны сделаны в виде стержней из высококачественного изолятора, причем электромагнитные волны подводятся к ним с помощью волновода или линии. Щелевые антенны представляют собой щель той или иной формы, сделанную в стенке объемного резонатора.

К резонатору подводятся по волноводу или коаксиальной линии электромагнитные волны, которые излучаются через щель в пространство.

До последнего времени развитие техники СВЧ было направлено на решение задач передачи сигналов. Однако в настоящее время ведутся интересные работы в новой области применения

электроники СВЧ — передаче энергии на большие расстояния по волноводам. Эти работы находятся в начальной стадии, но можно не сомневаться в том, что в ближайшие годы станет возможной передача по волноводам электромагнитных волн огромной мощности. Преимущества такого способа передачи энергии весьма значительны.

Для волноводной линии не требуются опорные мачты и изоляторы на высокие напряжения. Волновод в виде трубы, проложенной в земле, не подвержен грозовым разрядам и совершенно безопасен для людей, так как электрическое поле действует только внутри волновода. Расчеты показывают, что через волновод с площадью поперечного сечения в 2 $м^2$ можно передавать электромагнитные волны мощностью до миллиона киловатт, и при длине волны 3 см потери получаются всего лишь около 10% на 1000 км длины линии.

Генерирование колебаний СВЧ большой мощности, по-видимому, будет происходить с помощью новых приборов — *планатронов*, разработанных под руководством акад. П. Л. Капицы и представляющих собой видоизмененные магнетроны. Исследование планатронов показало, что их (а также и магнетроны) можно использовать не только для генерирования, но и для обратного преобразования энергии колебаний СВЧ в энергию постоянного тока, что необходимо осуществлять на приемном конце волноводной линии передачи.

Эффективное применение планатронов для передачи энергии станет возможным после того, как удастся повысить к. п. д. этих приборов.

За последние годы техника СВЧ развивается исключительно быстро. Большой интерес к этой области радиоэлектроники проявляют многие радиолюбители. Для любительских радиостанций выделены следующие диапазоны на дециметровых и сантиметровых волнах: 70-сантиметровый (430—440 МГц), 23-сантиметровый (1,215—1,30 ГГц), 5-сантиметровый (5,65—5,67 ГГц), 3-сантиметровый (10,0—10,5 ГГц), 1,5-сантиметровый (21,0—22,0 ГГц).

Радиолюбители все больше и больше осваивают диапазоны СВЧ, экспериментируют с приемной, передающей и измерительной аппаратурой этих диапазонов, испытывают работу различных антенн, проводят двусторонние связи, нередко на значительных расстояниях.

Освоение техники СВЧ — очередная задача наших радиолюбителей-конструкторов. Изучив многообразные свойства электромагнитных колебаний СВЧ и их применение для различных целей в науке, технике, промышленности, сельском хозяйстве, радиолюбители, несомненно, смогут активно способствовать внедрению техники СВЧ во все области народного хозяйства нашей Родины.

Глава вторая

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН СВЧ

Важнейшая задача техники СВЧ заключается в передаче электромагнитных волн с помощью линий. Различные типы линий широко применяются для соединения антенных устройств с передатчиками и приемниками, для связи между собой отдельных элементов той или иной схемы, а также в качестве колебательных систем.

Для того чтобы рассмотреть работу линий, необходимо вспомнить важнейшие свойства электромагнитного поля.

2-1. Электромагнитное поле

Если по проводу проходит переменный ток, то вокруг провода возникают переменные электрическое и магнитное поля, образующие вместе *электромагнитное поле.*

Электромагнитное поле, движущееся в пространстве, иначе называется электромагнитной волной. Раздельно друг от друга переменные электрическое и магнитное поля существовать не могут. *Всякое изменение электрического поля вызывает появление переменного магнитного поля, и наоборот, всякое изменение магнитного поля вызывает появление переменного электрического поля.* Нельзя называть электромагнитным полем *постоянные* электрическое и магнитное поля, существующие одновременно в каком-либо месте пространства. В этом случае оба поля самостоятельны и не взаимодействуют между собой. А электромагнитное поле представляет собой сочетание равноправных переменных электрического и магнитного полей, взаимодействующих друг с другом, как бы поддерживающих друг друга.

Взаимная связь между переменными электрическим и магнитным полями объясняет причину движения электромагнитного поля в пространстве. Изменения электрического поля создают в окружающем пространстве магнитное поле, которое меняется, так как меняется создавшее его электрическое поле. Но изменяющееся магнитное поле в свою очередь создает вокруг себя электрическое поле, которое тоже изменяется и создает опять магнитное поле и т. д. Таким образом, электромагнитное поле представляет собой колебательный процесс, захватывающий все новые части пространства.

При своем распространении электромагнитное поле может потерять связь с проводом, вокруг которого оно первоначально создалось. Если выключить ток в проводе, то электромагнитная волна будет продолжать движение в пространстве. Принято говорить, что *провод с переменным током излучает электромагнитные волны в пространство. Электромагнитные волны несут*

с собой энергию, полученную от тока в проводе. Чем больше мощность переменного тока в проводе, тем больше энергия излучаемых волн. Эта энергия пропорциональна квадрату частоты. Эффективное излучение электромагнитных волн возможно только в том случае, когда длина провода соизмерима с длиной волны.

Электромагнитные волны свободно распространяются в безвоздушном пространстве. Однако было бы неправильно считать, что электромагнитные волны есть движение энергии в пустоте, так как в природе нет пустоты и нет энергии без материи. В результате последних достижений науки можно утверждать, что *электромагнитные волны представляют собой движущуюся материю.*

Основные свойства электромагнитного поля и составляющих его полей можно сформулировать следующим образом:

1. Электромагнитное поле всегда движется в данной среде со скоростью

$$v = c/\sqrt{\varepsilon\mu},$$

где ε и μ — диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, а c — скорость распространения электромагнитного поля в вакууме, составляющая $3\cdot10^8$ м/с. Для воздуха можно считать $\varepsilon=\mu=1$ и тогда $v=c$.

2. Электрические и магнитные силовые линии взаимно перпендикулярны.

3. Магнитные силовые линии замкнуты и охватывают проводник с током или переменное электрическое поле.

4. Электрические силовые линии либо идут от одного электрического заряда к другому либо представляют собой замкнутые линии, охватывающие переменное магнитное поле.

5. Магнитные силовые линии у поверхности проводника с током параллельны этой поверхности.

6. Электрические силовые линии не могут идти около поверхности идеального проводника вдоль нее, а всегда перпендикулярны к этой поверхности.

Последнее свойство требует пояснения. Если имеется идеальный проводник, не обладающий сопротивлением, то при прохождении тока в нем не образуется падения напряжения. Все его точки имеют один и тот же потенциал. Значит, вдоль его поверхности электрические силовые линии идти не могут, так как они всегда проходят через точки с разными потенциалами.

Два последних свойства определяют структуру электромагнитного поля около поверхности проводника, т. е. на границе между проводником и внешним пространством. Поэтому их называют *граничными условиями.* Электромагнитное поле всегда имеет такую структуру, при которой выполняются эти граничные условия.

Электромагнитные волны, распространяющиеся в однородной среде или вдоль двухпроводной линии, являются *поперечными*. У них электрические и магнитные силовые линии лежат в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения волны, т. е. в поперечной плоскости.

Иначе говоря, у такой волны направления сил магнитного и электрического полей находятся в плоскости, перпендикулярной к направлению движения волны.

Напомним, что сила поля характеризуется величиной *напряженности поля*, представляющей собой вектор. Как известно, векторами называют величины, имеющие не только числовое значение, но и определенное направление. На чертежах векторы

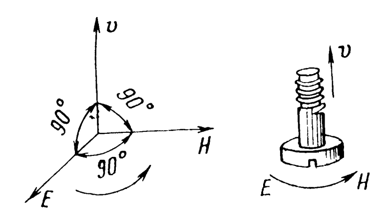


Рис. 2-1. Взаимное расположение векторов E, H и v в поперечной электромагнитной волне

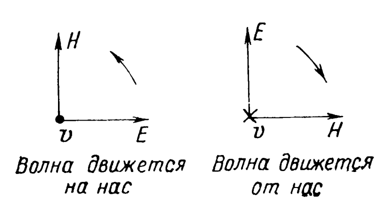


Рис. 2-2. Другой способ изображения векторов E, H и v

принято изображать стрелками, причем длина стрелки может показывать числовое значение вектора в каком-либо масштабе, а направление стрелки должно соответствовать направлению действия данного вектора. Вектор напряженности поля в данной точке всегда направлен по касательной к силовой линии, проходящей через эту точку. На рис. 2-1 изображены для поперечной волны векторы напряженности электрического поля E, напряженности магнитного поля H и скорости распространения волны v. Взаимное расположение этих векторов для поперечной волны подчиняется следующему правилу: если вращать винт по кратчайшему расстоянию от E к H, то его поступательное движение покажет направление вектора v (рис. 2-1).

В дальнейшем будем изображать стрелками только два вектора, например E и H, а третий вектор, перпендикулярный плоскости чертежа, будем показывать в виде крестика, если он направлен от нас, или в виде точки, если он направлен на нас (рис. 2-2).

В электромагнитной волне векторы E и H в каждой точке пространства непрерывно изменяют свою величину (например, по синусоидальному закону). Векторы E и H изменяются также и вдоль направления распространения волны.

От величин E и H зависит мощность электромагнитной волны. Если выражать E в вольтах на метр и H в амперах на

метр, то их произведение даст мощность в ваттах потока энергии, переносимой электромагнитной волной через 1 $м^2$ поперечного сечения волны.

Произведение векторов E и H называют вектором Пойнтинга и измеряют в ваттах на квадратный метр. По направлению этот вектор совпадает с вектором v*.

2-2. Бегущие волны в линиях

Проволочная линия представляет собой электрическую цепь с распределенными параметрами. В отличие от цепей с сосредоточенными параметрами, в которых индуктивность сосредоточена в катушках, а емкость — в конденсаторах, в цепях с распределенными параметрами каждый участок провода обладает емкостью, индуктивностью и активным сопротивлением. Эти параметры в линии распределены вдоль всего провода.

Цепи с сосредоточенными параметрами обычно имеют малые размеры по сравнению с длиной волны. Напряжение и ток в них распространяются по всей цепи за промежутки времени, во много раз меньшие, чем период колебаний. Поэтому процессы в таких цепях рассматриваются только во времени. А применяемые в радиотехнике линии имеют длину такого же порядка, как и длина волны, или даже больше, и время распространения тока и напряжения в них получается того же порядка, что и период колебаний. Вследствие этого в линиях приходится изучать процессы не только во времени, но и в пространстве.

Линии для передачи электромагнитных колебаний высокой частоты принято называть *длинными линиями* в отличие от коротких линий, длина которых много меньше длины волны. С этой точки зрения линия электропередачи длиной 100 км считается короткой, так как при частоте 50 Гц длина волны составляет 6000 км. Зато линия, имеющая длину 10 см, при частоте 1000 МГц считается длинной, потому что длина волны в этом случае равна 30 см. Вообще в радиотехнике целесообразно измерять длину линий не обычными линейными мерами, а длиной волны. Тогда, например, сразу ясно, что линии, имеющие длины $\lambda/4$, $\lambda/2$, 2λ, 5λ и т. д., сравнимые с длиной волны, представляют собой длинные линии.

Следует уточнить понятие о поперечных размерах линии. Принято считать линией только такую систему из двух параллельных проводов, у которой поперечные размеры, т. е. расстояние между проводами и толщина проводов, много меньше длины волны.

Когда к линии подключен генератор переменной э. д. с. (рис. 2-3), то вдоль линии движется *бегущая волна*. Она пред-

---

* Впервые вопрос о мощности потока энергии разработал русский ученый Н. А. Умов в 1874 г.

ставляет собой распространение электромагнитного поля в одном направлении, в данном случае от генератора к концу линии.

Скорость распространения бегущей волны вдоль линии

$$v = 1/\sqrt{L_1 C_1},$$

где L_1 и C_1 — индуктивность и емкость линии на единицу длины, выраженные в генри и фарадах.

Величины L_1 и C_1 зависят от конструкции линии. Чем больше поверхность проводов линии и чем меньше расстояние между ними, тем больше погонная емкость C_1 и тем меньше погонная индуктивность L_1. Обычно L_1 имеет порядок единиц микрогенри на метр, а C_1 составляет несколько пикофарад на метр.

Для линии, между проводами которой изолятором служит воздух, произведение L_1 C_1 всегда имеет значение $1/c^2$, где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с, и поэтому $v = c$. В такой линии при изменении емкости C_1, например, с помощью изменения диаметра проводов или расстояния между ними индуктивность L_1 всегда изменяется в обратную сторону, так что произведение $L_1 C_1$ остается постоянным, а следовательно и скорость распространения в любом случае равна $3 \cdot 10^8$ м/с.

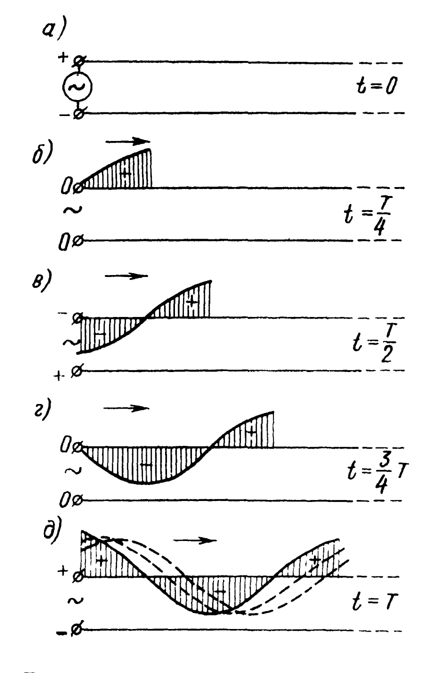


Рис. 2-3. Бегущая волна в линии

При наличии твердой изоляции между проводами или изоляторов, поддерживающих провода, скорость v уменьшается. Действительно, если между проводами имеется твердый диэлектрик, то погонная емкость возрастает, но индуктивность не изменится. Поэтому произведение $L_1 C_1$ увеличится и скорость распространения v уменьшится.

При распространении бегущей волны вдоль линии в проводах возникает колебание электронов, которое передается дальше, захватывая новые, более удаленные участки линии. Вдоль линии распространяются переменный ток и переменное напряжение.

В каждой точке провода ток и напряжение (относительно другого провода или относительно земли) изменяются во времени. Но вместе с тем колебательный процесс передается вдоль линии от одних ее точек к другим.

Бегущую волну, представляющую собой распространение механических колебаний, можно получить с длинной веревкой. Если один ее конец привязать, а другой встряхнуть, то по веревке «пробежит» волна.

Распространение бегущей волны можно изобразить графически. Рассмотрим это для одного провода. В другом проводе происходит такой же процесс с противоположной фазой. Примем провод за нулевую ось и будем в некотором масштабе откладывать под прямым углом к проводу величину напряжения. Тогда бегущую волну для разных моментов времени можно изобразить так, как показано на рис. 2-3.

Пусть в момент включения напряжение генератора имеет амплитудное значение. Так как в этот момент волна еще не успела распространиться вдоль провода, то никакого напряжения и тока в линии еще нет (рис. 2-3, *а*). Через четверть периода волна распространится на расстояние, равное четверти длины волны, и амплитудное значение напряжения переместится на такое же расстояние от генератора. Но в самом начале линии напряжение уже равно нулю (рис. 2-3, *б*), так как к этому моменту времени до нуля уменьшилось напряжение генератора. Еще через четверть периода напряжение генератора, т. е. в начале линии, опять станет наибольшим, но с обратным знаком, а волна пройдет вдоль линии расстояние, равное $0{,}5\lambda$ (рис. 2-3, *в*). На рис. 2-3, *г* и *д* показано распределение напряжения в линии в моменты времени $t=0{,}75\,T$ и $t=T$ после начала процесса. Кроме того, на рис. 2-3, *д* штриховыми кривыми изображено распределение напряжения для нескольких следующих моментов.

При таком графическом изображении волны вдоль горизонтальной оси отложено не время, а расстояние. Каждая синусоида, показанная на рис. 2-3, изображает распределение напряжения вдоль линии для некоторого момента времени. Для следующего момента кривая будет смещена вдоль оси, так как волна распространяется от генератора. Можно показать графически изменение напряжения во времени для какой-либо точки линии. Оно также изображается синусоидой, но вдоль горизонтальной оси отложено время. Это будет график колебания в данной точке линии, а не график бегущей волны.

В бегущей волне изменения тока и напряжения совпадают по фазе. Если в какой-либо точке линии в данный момент времени напряжение наибольшее, то и ток здесь наибольший, а через четверть периода в этой точке и ток и напряжение равны нулю. Поэтому кривые рис. 2-3 вместе с тем изображают и распределение тока.

Напряжение связано с электрическим полем, а ток — с магнитным. В том месте, где напряжение наибольшее и электрическое поле наиболее сильное, а магнитное поле сильнее всего там, где ток имеет наибольшее значение. Так как у бегущей волны ток и напряжение совпадают по фазе, то изменения

электрического и магнитного полей также совпадают по фазе. На рис. 2-4 показаны электрическое и магнитное поля для поперечного разреза линии и распределение этих полей вдоль нее. Ясно, что кривые на рис. 2-3 показывают распределение вдоль линии не только напряжения и тока, но и напряженностей электрического и магнитного полей.

Для каждой линии отношение амплитуды напряжения бегущей волны U_m к амплитуде тока бегущей волны I_m или отношение их действующих значений (U, I) называется *волновым сопротивлением линии* $Z_в$ и зависит от конструкции линии.

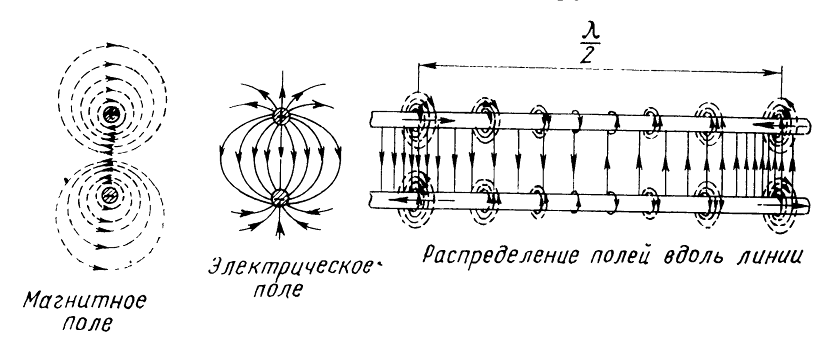


Рис. 2-4. Электрическое и магнитное поля в линии

Чем больше емкость линии, тем больше ток, возникающий в ней под действием данного напряжения, подобно тому как возрастает зарядный ток конденсатора при увеличении его емкости. А при увеличении индуктивности линии ток уменьшается вследствие возросшего противодействия э. д. с. самоиндукции. Отсюда следует, что волновое сопротивление уменьшается при увеличении емкости линии и возрастает при увеличении ее индуктивности:

$$Z_в = \sqrt{L_1/C_1}.$$

У линий из двух одинаковых параллельных проводов величина $Z_в$ обычно составляет сотни ом. При увеличении диаметра проводов и уменьшении расстояния между ними C_1 растет, а L_1 уменьшается, поэтому $Z_в$ также уменьшается.

Так как напряжение и ток в бегущей волне совпадают по фазе, то волновое сопротивление следует считать активным. Мощность бегущей волны также является активной и определяется формулой

$$P = IU = I^2 Z_в = U^2/Z_в.$$

Для получения бегущей волны нужно в конце линии включить нагрузку с активным сопротивлением R, равным волновому сопротивлению $Z_в$ (рис. 2-5). Тогда вся мощность бегущей волны

поглощается в этой нагрузке и энергия все время безвозвратно уходит от генератора. В этом случае говорят, что линия *согласована* с нагрузкой.

Важную величину представляет собой *входное сопротивление* линии $Z_{вх}$, т. е. сопротивление линии для питающего генератора. Оно равно отношению напряжения и тока в начале линии. В зависимости от значения $Z_{вх}$ генератор работает в том или ином режиме и отдает в линию бо́льшую или меньшую мощность. Для режима бегущей волны входное сопротивление является активным и равно волновому сопротивлению линии

$$Z_{вх}=Z_{в}.$$

В каждой линии имеются потери энергии. Поэтому амплитуды тока и напряжения бегущей волны по мере удаления ее от генератора уменьшаются, т. е. волна при распространении вдоль

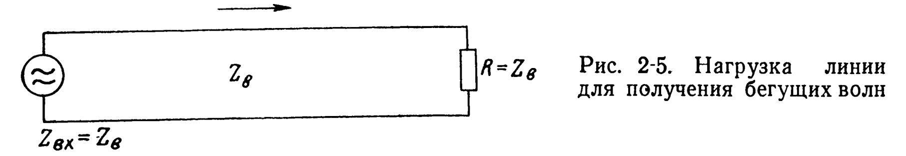


Рис. 2-5. Нагрузка линии для получения бегущих волн

линии *затухает*. Существует ряд явлений, вызывающих потери энергии в линии: нагрев провода током, нагрев изоляторов переменным электрическим полем, излучение части энергии в пространство электромагнитными волнами.

В проводниках, расположенных вблизи линии, например в земле, других линиях, металлических крышах и т. п., под действием электромагнитного поля линии индуктируются токи, которые создают расход энергии. В изоляторах возникают токи утечки, а при высоких напряжениях наблюдается стекание электрических зарядов в воздух, сопровождающееся свечением (явление «короны»).

У правильно построенных линий в режиме бегущей волны потери энергии незначительны. Ими во многих случаях пренебрегают. Теория процессов в такой *идеальной линии* гораздо проще, чем в линии с потерями. Коэффициент полезного действия (к. п. д.) линии, равный отношению мощности в конце линии к мощности в ее начале, в режиме бегущей волны получается достаточно высоким (около 80—95%) даже при значительной длине линии.

2-3. Стоячие волны в разомкнутой линии

Режим бегущих волн в линии получается в случае, если она нагружена активным сопротивлением, равным волновому. При любом ином значении сопротивления нагрузки получается более сложный процесс. Рассмотрим случай, когда линия разомкнута на конце (сопротивление нагрузки бесконечно велико). В конце

такой линии ток равен нулю, т. е. нет никакого расхода энергии. Поэтому энергия бегущей волны не может быть поглощена в конце линии, но и не может продолжать удаляться от генератора, так как линия обрывается. Бегущая волна, дойдя до конца разомкнутой линии, отражается и движется обратно к генератору. В линии распространяются две бегущие волны: одна — *падающая* — движется от генератора к концу линии, а другая — *отраженная* — движется в обратном направлении. Если не учитывать потери в самой линии, то можно считать, что энергия отраженной волны равна энергии падающей волны.

Физически процесс отражения можно объяснить следующим образом. Когда падающая волна доходит до конца линии, там начинают накапливаться заряды, а следовательно, возникает

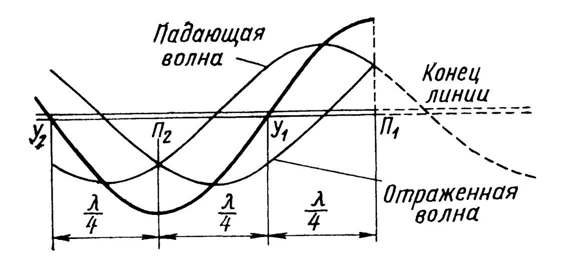


Рис. 2-6. Сложение падающей и отраженной волн

дополнительная разность потенциалов. Она действует подобно напряжению некоторого генератора и возбуждает в линии новую бегущую волну, движущуюся от конца линии к ее началу, т. е. отраженную волну.

В результате сложения двух волн, имеющих одинаковые амплитуды и движущихся навстречу друг другу, возникают *стоячие волны*, резко отличающиеся от бегущих волн.

Сложение падающей и отраженной волн напряжения для некоторого момента времени показано на рис. 2-6. Для примера взят момент, когда амплитудное значение падающей волны находится на расстоянии $\lambda/8$ от конца линии. Штриховой кривой изображено продолжение падающей волны, которое существовало бы, если бы линия не обрывалась. Если эту штриховую синусоиду повернуть на 180° вокруг вертикальной оси, проходящей через конец линии, т. е. нарисовать в обратную сторону, то она будет изображать отраженную волну. Отраженная волна представляет собой продолжение падающей волны, но только движется она от конца линии к генератору. Суммарное напряжение, полученное от сложения падающей и отраженной волн, показано жирной линией. Оно имеет наибольшее значение в точках $П_1$ и $П_2$ (на конце линии и на расстоянии $\lambda/2$ от конца). А в точках $У_1$ и $У_2$, находящихся на расстояниях $\lambda/4$ и $0{,}75\lambda$ от конца линии, напряжение равно нулю.

В любой другой момент времени падающая и отраженная волны складываются так, что в точках $П_1$ и $П_2$ опять будет наи-

большее напряжение, а в точках $У_1$ и $У_2$ — нулевое. Например, через одну восьмую периода падающая волна сдвинется вправо на расстояние $\lambda/8$ и в точке $У_1$ будет ее нулевая фаза, а отраженная волна сдвинется на расстояние $\lambda/8$ влево, и в точку $У_1$ придет ее нулевая фаза. Ясно, что в точке $У_1$ суммарное напряжение опять равно нулю, а в точках $П_1$ и $П_2$ будет наибольшее напряжение, равное двойной амплитуде бегущей волны.

Точки $У_1$ и $У_2$, в которых напряжение всегда равно нулю, называют *узлами напряжения*, а точки наибольшего напряжения $П_1$ и $П_2$ — *пучностями*. Узлы и пучности остаются в одних и тех же местах линии, и вся суммарная волна «стоит на месте». Поэтому ее назвали стоячей волной.

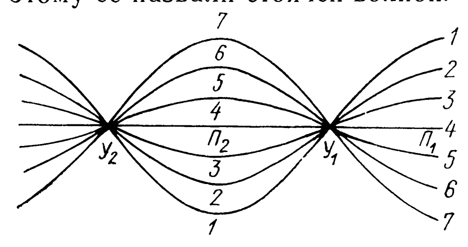


Рис. 2-7. Распределение напряжения вдоль линии при стоячей волне для разных моментов времени

Стоячую волну можно получить на опыте с веревкой, если один ее конец непрерывно качать и посылать к закрепленному концу бегущие волны, которые будут отражаться от места крепления.

С течением времени характер распределения напряжения вдоль линии при стоячей волне не изменяется. В разные моменты времени изменяется только величина напряжения в каждой точке линии.

На рис. 2-7 показано распределение напряжения вдоль разомкнутой линии для нескольких различных моментов времени на протяжении одного полупериода. Кривая *1* соответствует той фазе, при которой напряжение в линии наибольшее. В следующие моменты времени напряжение уменьшается (кривые *2* и *3*). Через четверть периода (прямая *4*) напряжение везде равно нулю. Затем оно меняет свой знак и возрастает (кривые *5* и *6*). Через полпериода после начала процесса напряжение достигает амплитудного значения (кривая *7*), но только с обратным знаком.

Напряжение в каждой точке линии колеблется по синусоидальному закону, причем амплитуда для разных точек различна. Для пучностей амплитуда наибольшая, равная двойной амплитуде бегущей волны; для других точек она меньше, а для узлов она равна нулю.

Подобно напряжению изменяется и ток в линии. Но отраженная волна тока движется от конца линии с противоположной фазой. Действительно, электроны, дойдя до конца линии, дальше не могут перемещаться и движутся обратно, т. е. ток

изменяет свой знак. В результате на конце линии суммарный ток равен нулю и получается узел тока. Таким образом, в стоячей волне узлы тока получаются там, где имеются пучности напряжения, а пучности тока находятся в узлах напряжения. Иначе говоря, стоячая волна тока сдвинута на расстояние $\lambda/4$ относительно стоячей волны напряжения. Графически это изображено двумя кривыми на рис. 2-8 (здесь и далее кривая тока дана сплошной линией, а кривая напряжения — штриховой).

Амплитуда напряжения в пучности $U_{пуч}$, равная двойной амплитуде напряжения бегущей волны $2U_m$, пропорциональна амплитуде тока в пучности $I_{пуч}$, которая равна двойному значе-

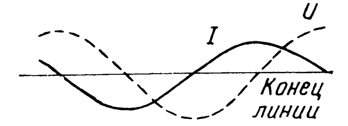


Рис. 2-8. Стоячие волны тока и напряжения линии

нию амплитуды тока бегущей волны $2I_m$. Отношение этих величин есть волновое сопротивление $Z_в$:

$$U_{пуч}/I_{пуч} = 2U_m/(2I_m) = Z_в \text{ или}$$
$$U_{пуч} = I_{пуч} Z_в.$$

В отличие от бегущей волны мощность у стоячей волны реактивная, так как энергия нигде не расходуется (линию мы считаем идеальной). Поэтому ток и напряжение сдвинуты по фазе на четверть периода, т. е. на 90°. Если в какой-то момент времени напряжение имеет амплитудную фазу, то в этот момент ток во всех точках линии равен нулю. Через четверть периода напряжение по всей линии уменьшится до нуля, а ток дойдет до амплитудного значения.

Изображенные на рис. 2-8 кривые показывают распределение тока и напряжения для амплитудных фаз и по времени отличаются друг от друга на $T/4$. Нет смысла показывать кривые тока и напряжения для других моментов, так как пучности и узлы не сдвигаются. Даже если изображена только одна кривая, например для тока, то нетрудно представить себе и распределение напряжения вдоль линии.

Сдвиг фаз на 90° между током и напряжением при стоячей волне показывает, что в линии происходят колебания энергии, весьма сходные с процессами в замкнутом колебательном контуре. Когда напряжение в линии наибольшее, а ток равен нулю, то вся энергия сосредоточена в электрическом поле. Через четверть периода напряжение равно нулю, а ток имеет наибольшее значение, т. е. вся энергия сосредоточена в магнитном поле. Еще через четверть периода энергия снова возвращается в электрическое поле, а затем все повторяется.

Выясним теперь процессы в разомкнутой линии при различном соотношении между ее длиной и длиной волны питающего

генератора. Примем, что внутреннее сопротивление генератора значительно меньше волнового сопротивления линии. На рис. 2-9 показано распределение тока и напряжения для характерных случаев работы линии и приведены для них эквивалентные схемы (кривые распределения тока и напряжения показаны только для одного провода).

Как известно, на конце разомкнутой линии всегда получаются пучность напряжения и узел тока. На входе линии ток и напряжение могут иметь различные значения в зависимости от

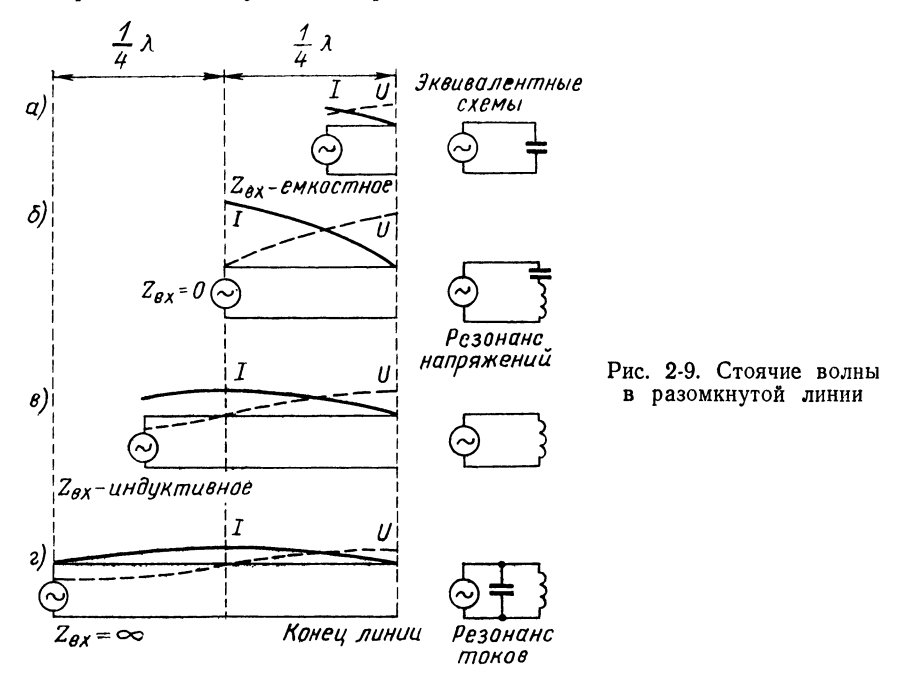


Рис. 2-9. Стоячие волны в разомкнутой линии

длины линии. Входное сопротивление также изменяется в широких пределах, так как оно всегда равно отношению напряжения к току в начале линии. При этом во всех случаях, когда входное сопротивление линии значительно больше внутреннего сопротивления генератора, можно считать, что напряжение на зажимах генератора равно его э. д. с.

Когда длина линии l меньше $\lambda/4$ (рис. 2-9, *а*), то в начале линии ток и напряжение имеют некоторые значения и сдвинуты по фазе на 90°. Следовательно, в этом случае входное сопротивление реактивное. Оказывается, что оно имеет емкостный характер. Действительно, два коротких провода, подключенных к генератору, представляют собой конденсатор. И чем короче линия, тем меньше емкость этого конденсатора, т. е. тем больше емкостное входное сопротивление. Генератор в этом случае нагружен некоторой емкостью, что и показано на эквивалентной схеме.

Вследствие большой величины входного сопротивления ток в линии получается малым. Напряжение на конце линии незначительно превышает напряжение генератора.

Если приближать длину линии к $\lambda/4$, то напряжение в начале линии становится меньше по сравнению с его значением в пучности, а ток увеличивается и входное сопротивление уменьшается. Когда $l=\lambda/4$ (рис. 2-9, *б*), то в начале линии будут узел напряжения и пучность тока. Тогда $Z_{вх}=U/I=0$, и для генератора получается режим короткого замыкания.

В этом случае напряжение в линии достигает наибольшего значения, т. е. наблюдается явление резонанса напряжений. Таким образом, четвертьволновая разомкнутая линия эквивалентна последовательному резонансному контуру. Как известно, такой контур имеет при резонансе наименьшее и чисто активное сопротивление, поэтому ток и напряжение в нем достигают наибольших значений. Идеальный контур имеет при резонансе сопротивление, равное нулю, подобно входному сопротивлению идеальной линии. При изменении длины линии в ту или другую сторону от $\lambda/4$ ее входное сопротивление увеличивается и становится емкостным или индуктивным. Именно так меняется при расстройке и сопротивление последовательного контура.

В реальной линии существуют потери энергии и $Z_{вх}$ при резонансе не равно нулю. Обращается в нуль только реактивное входное сопротивление, а $Z_{вх}$ становится наименьшим, и при том чисто активным, так как оно обусловлено наличием активных потерь.

Пусть теперь длина линии больше $\lambda/4$, но меньше $\lambda/2$. Тогда напряжение в начале линии уже не равно нулю. Входное сопротивление возрастет и примет индуктивный характер (рис. 2-9, *в*). При этом ток и напряжение получатся значительно меньше, чем в случае четвертьволновой линии, подобно тому как уменьшаются ток и напряжение при расстройке контура.

По мере приближения l к $\lambda/2$ входное сопротивление увеличивается. Когда $l=\lambda/2$ (рис. 2-9, *г*), напряжение в начале линии наибольшее, равное э. д. с. генератора, а ток равен нулю. Следовательно, входное сопротивление бесконечно велико. В действительности вследствие потерь в линии входное сопротивление не равно бесконечности, а принимает некоторое наибольшее значение и является чисто активным. Получается резонанс, подобный резонансу токов в параллельном контуре.

В данном случае полуволновая линия эквивалентна параллельному резонансному контуру потому, что ее входное сопротивление при изменении длины в ту или другую сторону от $\lambda/2$ уменьшается и приобретает емкостный или индуктивный характер. Такое же изменение сопротивления при расстройстве свойственно и параллельному контуру.

Таким образом, разомкнутая линия эквивалентна: некоторой емкости при $l<\lambda/4$; последовательному резонансному контуру

при $l=\lambda/4$; некоторой индуктивности при $\lambda/4<l<\lambda/2$; параллельному резонансному контуру при $l=\lambda/2$.

Изменяя дальше l в пределах от $\lambda/2$ до λ и вообще при удлинении линии на целое число полуволн, можно получить повторение всех рассмотренных режимов и значений $Z_{вх}$.

Все рассмотренные случаи можно получить и при постоянной длине линии, изменяя длину волны генератора λ. Тогда последовательный резонанс получится в случаях, когда вдоль линии укладывается нечетное число четвертей волны ($\lambda/4$, $0{,}75\lambda$, $1{,}25\lambda$ и т. д.). Иначе говоря, кроме резонанса на основной волне, соответствующей $l=\lambda/4$, будет наблюдаться резонанс на любой нечетной гармонике. Параллельный же резонанс в линии получается не только на основной волне, когда $l=\lambda/2$, но и на любых как четных, так и нечетных гармониках, когда вдоль линии укладывается целое число полуволн ($\lambda/2$, λ, $1{,}5\lambda$ и т. д.). Линия как колебательная система способна резонировать на многих частотах. Этим она отличается от простого колебательного контура, имеющего только одну резонансную частоту.

Свойство резонировать не только на основной собственной частоте, но и на гармониках характерно для всех колебательных систем с распределенными параметрами. Например, в струне, имеющей массу и упругость, распределенные по всей ее длине, легко возбудить колебания на гармониках, но это невозможно сделать с маятником.

Следует обратить внимание на то, что при длине линии, равной $\lambda/2$ или целому числу полуволн, входное сопротивление получается таким же, как и сопротивление на конце линии (в данном случае бесконечно большое). А при длине линии, равной $\lambda/4$ или нечетному числу четвертей волны, входное сопротивление равно нулю, т. е. имеет величину, обратную сопротивлению на конце линии ($0=1/\infty$). Такое же влияние длины линии на величину входного сопротивления наблюдается и при любых других значениях нагрузочного сопротивления R, включенного в конце линии.

Следовательно, линия длиной в целое число полуволн не изменяет величину сопротивления нагрузки и у нее всегда $Z_{вх}=R$, а линия длиной, равной нечетному числу четвертей волны, преобразовывает большое нагрузочное сопротивление в малое и наоборот.

2-4. Стоячие волны в короткозамкнутой линии

В режиме стоячих волн работает также короткозамкнутая линия (рис. 2-10), у которой на конце нагрузочное сопротивление равно нулю ($R=0$). Поглощение энергии в таком сопротивлении отсутствует, и падающая волна полностью отражается. Возникают стоячие волны, как и в разомкнутой линии. Разница лишь в том, что распределение тока и напряжения в коротко-

замкнутой линии сдвинуто на четверть волны по сравнению с разомкнутой линией.

На конце линии напряжение равно нулю, т. е. там находится узел напряжения, так как $R=0$ (короткое замыкание). Но у стоячей волны узлы напряжения совпадают с пучностями тока и наоборот. Значит, на конце короткозамкнутой линии получается пучность тока. Действительно, там, где возникает короткое замыкание, ток всегда бывает наибольшим. У разомкнутой линии, наоборот, на конце были пучность напряжения и узел тока.

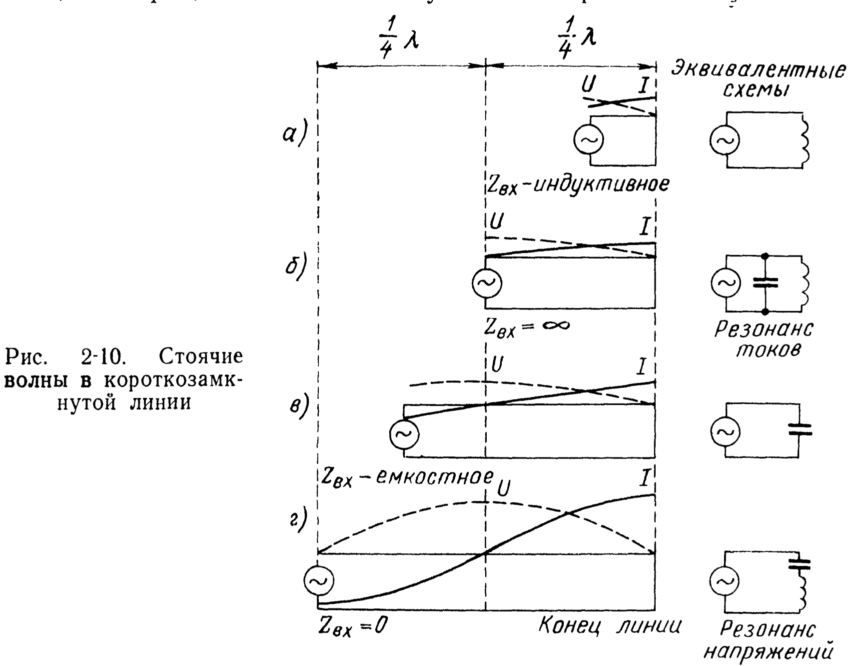


Рис. 2-10. Стоячие **волны в** короткозамкнутой линии

Зная, что получается на конце линии, нетрудно начертить кривые распределения тока и напряжения для различных соотношений между длиной линии и длиной волны генератора. На рис. 2-10 эти кривые даны для идеальной линии, у которой волновое сопротивление значительно больше внутреннего сопротивления генератора. Они показывают, что короткозамкнутая линия по своим свойствам противоположна разомкнутой линии.

При $l<\lambda/4$ входное сопротивление линии имеет индуктивный характер (рис. 2-10, *а*). В этом случае линию можно представить себе как прямоугольный виток, обладающий некоторой индуктивностью. Если $l=\lambda/4$, то $Z_{вх}=\infty$ и, следовательно, короткозамкнутая четвертьволновая линия эквивалентна параллельному резонансному контуру (рис. 2-10, *б*). Когда $\lambda/4<l<\lambda/2$, входное сопротивление имеет емкостный характер (рис. 2-10, *в*). Наконец, при $l=\lambda/2$ входное сопротивление равно нулю и

линия эквивалентна последовательному резонансному контуру (рис. 2-10, *г*). При дальнейшем увеличении длины линии все повторяется. Если изменять частоту генератора при неизменной длине линии, то получается резонанс не только на основной частоте, но и на гармониках, как в разомкнутой линии.

2-5. Нагрузка линии различными сопротивлениями

Рассмотрим нагрузку линии активным сопротивлением различной величины (рис. 2-11). На этом рисунке дано распределение вдоль линии не амплитудного, а действующего напряжения,

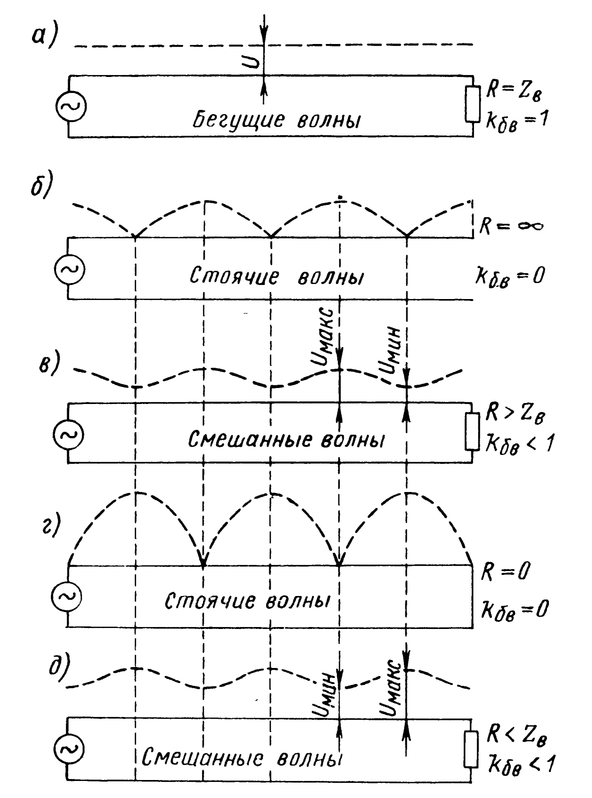


Рис. 2-11. Распределение напряжения вдоль линии при различных ее нагрузках

которое изменяется по величине, но не меняет знака. Это напряжение показывает вольтметр переменного напряжения, подключаемый к различным точкам линии. Для упрощения кривая тока не показана. Как и раньше, будем считать линию идеальной и примем, что внутреннее сопротивление генератора значительно меньше волнового сопротивления линии.

Когда нагрузочное сопротивление равно волновому (рис. 2-11, *а*), в линии распространяется бегущая волна и напря-

жение вдоль линии везде одинаково, т. е. линия согласована с нагрузкой. В разомкнутой (рис. 2-11, *б*) и короткозамкнутой (рис. 2-11, *г*) линиях получается режим стоячих волн и вдоль линии чередуются узлы и пучности. У разомкнутой линии на конце находится пучность напряжения, а у короткозамкнутой — узел напряжения.

Когда R больше $Z_в$, но не равно бесконечности (рис. 2-11, *в*), то получается режим, средний между режимом бегущей волны и режимом разомкнутой линии. Его называют *режимом смешанных* или *комбинированных волн.* Так как $R \neq Z_в$, то в конце линии поглощается только часть энергии падающей волны. Остальная часть энергии уходит обратно с отраженной волной, вследствие чего возникают стоячие волны. Однако в линии имеется и бегущая волна, переносящая энергию от генератора к нагрузке R.

Распределение напряжения в этом случае напоминает распределение напряжения в разомкнутой линии. Но вследствие того, что амплитуда отраженной волны меньше амплитуды падающей, в узле суммарное напряжение не снижается до нуля. Оно имеет некоторое наименьшее значение $U_{мин}$, равное разности напряжений падающей и отраженной волн. А в пучностях получается некоторое наибольшее напряжение $U_{макс}$, равное сумме этих напряжений, но меньшее, чем удвоенное напряжение падающей волны. Чем ближе R к $Z_в$, тем ближе режим линии к режиму бегущей волны и тем меньше разница между $U_{макс}$ и $U_{мин}$. И наоборот, чем больше R, тем ближе режим к случаю разомкнутой линии и тем резче максимумы и минимумы напряжения.

Для характеристики режима линии пользуются *коэффициентом бегущей волны* $k_{б.в}$. Он введен А. А. Пистолькорсом в 1927 г. и определяется как отношение $U_{мин}$ к $U_{макс}$. В случае, когда $Z_в < R$, он равен отношению $Z_в$ к R:

$$k_{б \cdot в} = U_{мин}/U_{макс} = Z_в/R.$$

При одной бегущей волне, т. е. когда линия согласована с нагрузкой, $k_{б.в} = 1$, а для режима стоячих волн $k_{б.в} = 0$. Чем ближе величина $k_{б.в}$ к единице, тем ближе режим линии к режиму бегущей волны. Иногда применяется величина, обратная $k_{б.в}$ и называемая *коэффициентом стоячей волны:*

$$k_{с \cdot в} = U_{макс}/U_{мин} = R/Z_в,$$

Если $R < Z_в$ (рис. 2-11, д), то получается также режим смешанных волн, но распределение напряжения похоже на распределение напряжения в короткозамкнутой линии. Только на месте узлов получаются не нулевые, а минимальные напряжения. Сказанное о режиме для случая $R > Z_в$ остается в силе и здесь. Коэффициент бегущей волны определяется через напряжение,

как и раньше, но отношение сопротивлений надо брать обратное, так как $k_{б. в}$ всегда меньше единицы:

$$k_{б. в} U_{мин}/U_{макс} = R/Z_в.$$

Если линия работает в режиме бегущих волн (линия согласована с нагрузкой), то в нагрузку отдается вся мощность бегущей волны. Если же сопротивление нагрузки не равно волновому сопротивлению линии, то полезная мощность в нагрузке будет меньше, так как часть энергии возвращается с отраженной волной обратно в генератор. Однако уменьшение мощности с изменением нагрузочного сопротивления происходит не резко, и поэтому некоторое отступление от режима чисто бегущих волн допустимо. Например, когда сопротивление нагрузки в 2 раза больше или меньше $Z_в$, т. е. когда $k_{б. в} = 0{,}5$, то энергия отраженной волны составляет всего лишь 11% от энергии падающей волны.

Следует отметить, что в режиме смешанных волн, когда $R \neq Z_в$, входное сопротивление, вообще говоря, уже не чисто активное, а обычно имеет реактивную составляющую, которая характеризует возврат части энергии в генератор. Только при длине линии, равной целому числу четвертей волны, $Z_{вх}$ будет чисто активным, потому что в линии такой длины наблюдается резонанс.

В случае, когда в конце линии включена реактивная нагрузка, обладающая емкостью или индуктивностью, также получается режим стоячих волн. Действительно, в реактивной нагрузке энергия падающей волны не расходуется, а лишь временно запасается и возвращается обратно. Поэтому в линии складываются падающая и отраженная волны равной амплитуды и возникают стоячие волны.

Наиболее сложным является случай, когда нагрузка линии Z имеет активную и реактивную части. При такой нагрузке в линии возникает режим смешанных волн, так как часть энергии падающей волны поглощается в активном сопротивлении, но остальная часть возвращается с отраженной волной вследствие имеющегося реактивного сопротивления и в результате того, что активное сопротивление может быть не равно волновому сопротивлению.

2-6. Основные типы линий

Линии передачи могут отличаться друг от друга режимом работы и конструкцией. Они обычно работают либо в режиме бегущих либо в режиме стоячих волн. В действительности в последнем случае имеется режим смешанных волн, так как всегда существуют потери энергии.

Линии с бегущей волной имеют ряд существенных преимуществ. Потери энергии в них меньше и поэтому к. п. д. выше,

что особенно важно при значительной длине линии. Объясняется это тем, что напряжения и токи в бегущей волне меньше, чем в стоячей. При меньшем напряжении предъявляются также менее жесткие требования к изоляции линии. Весьма удобно и то, что в линии с бегущей волной генератор нагружен на постоянное и чисто активное сопротивление, равное волновому сопротивлению линии и не зависящее от ее длины. Поэтому линия с бегущей волной может быть сделана любой длины независимо от длины волны. Вся энергия волн, передаваемых по линии, за исключением небольшой ее доли, теряющейся в самой линии, отдается в нагрузочное сопротивление.

Чтобы получить режим бегущей волны, надо нагрузочное и волновое сопротивления линии сделать равными, т. е. надо согласовать линию с нагрузкой. Такое согласование не всегда легко осуществить. На СВЧ режим чисто бегущей волны при $k_{б\,в}=1$ получить обычно невозможно. Практически очень хорошо, если $k_{б.\,в}=0{,}8\div0{,}9$. Ухудшение работы линии при этом незначительно. Во многих случаях довольствуются величиной $k_{б.\,в}=0{,}5\div0{,}7$. Некоторые способы согласования линии с нагрузкой приведены далее.

В *линиях со стоячей волной* потери энергии выше, а к. п. д. ниже, что объясняется бóльшими величинами токов и напряжений, особенно в пучностях. Потери мощности в проводах линии пропорциональны квадрату тока (I^2R), а потери в изоляторах тем больше, чем выше напряжение. При наличии стоячих волн в линии могут быть также заметные потери энергии на излучение электромагнитных волн. Для больших расстояний линии со стоячей волной не применяются, так как к. п. д. у них получается низким. Линия со стоячей волной должна быть строго определенной длины. Обычно она равна целому числу (четному или нечетному) четвертей волны.

Применяются линии двух основных типов: *линия из двух одинаковых параллельных проводов,* которую для краткости называют *симметричной,* и *коаксиальная линия.* Достоинства симметричной линии заключаются в простоте устройства и симметричности, которая в некоторых случаях необходима, например, если линия связана с симметричной антенной. Недостаток симметричной линии заключается в антенном эффекте, т. е. способности излучать и принимать волны.

Хотя токи в проводах симметричной линии имеют противоположное направление, все же некоторое излучение существует, так как провода находятся на расстоянии друг от друга, и компенсация их полей получается неполная. Чем больше расстояние между проводами, тем сильнее излучение и тем лучше линия принимает волны.

Симметричная линия должна иметь хорошую изоляцию проводов друг от друга и от земли. Для сохранения симметричности линии важно, чтобы ее провода были одинаково располо-

жены относительно земли и различных местных предметов. Иногда применяется двухпроводная экранированная линия. У нее антенный эффект отсутствует.

Волновое сопротивление симметричной линии $Z_в$ зависит от отношения расстояния между центрами проводов b к диаметру провода d.

В табл. 1 приведены значения $Z_в$ для различных отношений b/d.

Таблица 1

Волновое сопротивление симметричной линии

b/d	$Z_в$, Ом	b/d	$Z_в$, Ом	b/d	$Z_в$, Ом	b/d	$Z_в$, Ом
1,25	110	4,0	249	15	407	50	552
1,50	132	5,0	276	20	442	75	600
2,00	166	7,5	324	25	469	100	635
2,50	193	10,0	359	30	491	150	684
3,00	214	12,5	385	40	525	200	716

Эти значения $Z_в$ относятся к воздушным линиям. При наличии твердой изоляции потери в линии возрастают, а скорость распространения волн и волновое сопротивление уменьшаются в $\sqrt{\varepsilon}$ раз, где ε — диэлектрическая проницаемость изоляции. Обычно уменьшение получается примерно в 1,5—1,8 раза.

В последнее время значительное применение получили так называемые *полосковые линии*. Они могут быть воздушными, но в большинстве случаев их изготовляют путем нанесения металлических слоев на какой-либо диэлектрик с малыми потерями. Несколько типов полосковых линий с твердым диэлектриком показано в разрезе на рис. 2-12. Эти линии являются практически единственно пригодными для интегральных микросхем (пленочных и полупроводниковых), и в этом случае их называют *микрополосковыми*.

Иногда считают, что полосковые линии занимают промежуточное положение между двухпроводными линиями и волноводами. Можно считать, что в полосковых линиях распространяется поперечная электромагнитная волна, хотя наличие твердого диэлектрика несколько искажает структуру поля. Волновое сопротивление полосковых линий в зависимости от поперечных размеров и диэлектрической проницаемости бывает от десятков до сотен ом. Потери на излучение в полосковых линиях незначительны, однако из-за наличия твердого диэлектрика они все же обычно больше, чем в коаксиальных линиях и волноводах. Полосковые линии могут пропускать колебания в широком диапазоне частот и используются в современных устройствах СВЧ на частотах до десятков гигагерц.

Широко применяется на СВЧ *коаксиальная линия*. Она состоит из внутреннего провода, вокруг которого расположен внешний провод в виде трубки (рис. 2-13).

В гибких кабелях внешним проводом служит оплетка из медных проводов, обычно покрытая оболочкой из пластмассы. Между внутренним и внешним проводами находятся изоляторы в виде шайб из высокочастотной керамики или пластмассы.

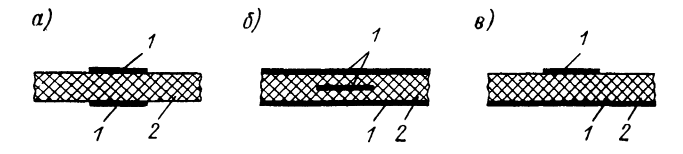


Рис. 2-12. Полосковые линии: *а* и *б* — симметричные; *в* — несимметричная
1 — металлический слой; *2* — диэлектрик

Иногда все внутреннее пространство заполняется пластмассой. Коаксиальная линия является несимметричной. По устройству она сложнее и дороже, чем симметричная линия, но имеет ряд преимуществ. Потери энергии на излучение в такой линии практически отсутствуют, так как электромагнитное поле находится внутри линии.

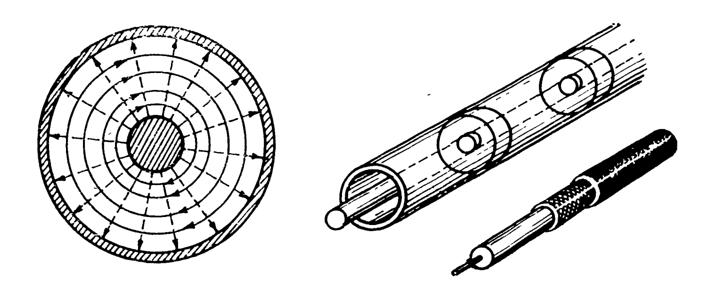


Рис. 2-13. Коаксиальная линия

На рис. 2-13 показаны для коаксиальной линии электрические силовые линии, идущие радиально, и магнитные силовые линии в виде концентрических окружностей. Так как внешний провод служит экраном, то коаксиальная линия не обладает антенным эффектом. Весьма удобно то, что ток высокой частоты во внешнем проводе проходит только по его внутренней поверхности. Внешняя поверхность не несет на себе тока и имеет нулевой потенциал. Ее не требуется изолировать от земли, что облегчает прокладку линии.

Потери энергии в коаксиальной линии меньше, чем в симметричной. Это объясняется тем, что коаксиальная линия не излучает волны, а также тем, что активное сопротивление внешнего провода вследствие его большой поверхности значительно меньше, чем у обычных проводов.

Волновое сопротивление коаксиальной линии зависит от отношения диаметров D/d обоих проводов. Чем меньше это отношение, тем больше емкость линии и тем меньше волновое сопротивление. Величины $Z_в$ при различных значениях D/d для воздушной коаксиальной линии можно определить из табл. 2. Уменьшение $Z_в$ при наличии изолирующих шайб получается примерно на 15%, а при сплошной изоляции — в 1,5—1,8 раза. В большинстве случаев коаксиальные высокочастотные кабели делаются с волновым сопротивлением от 50 до 75 Ом.

Таблица 2

Волновое сопротивление коаксиальной линии

D/d	$Z_в$, Ом	D/d	$Z_в$, Ом	D/d	$Z_в$, Ом	D/d	$Z_в$, Ом
1,5	24,3	4	83,0	8	125	25	193
2,0	41,5	5	96,5	10	138	30	204
2,5	55,0	6	107,0	15	162	40	221
3,0	66,0			20	180		

2-7. Применение линий

Рассмотрим некоторые применения линий в технике СВЧ.

Фидерные линии — важная часть антенно-фидерных устройств. Фидеры, работающие в режиме стоячих волн, применяются только в случае, если длина фидера сравнительно невелика, например равна $\lambda/4$ или $\lambda/2$. Такие фидеры, в частности, применяются для распределения энергии между отдельными элементами сложных направленных антенн. Если же длина фидера значительна, то он должен работать в режиме бегущих волн. Для согласования фидера с антенной применяют специальные устройства. Фидерные линии для СВЧ, как правило, делают коаксиальные, но на дециметровом диапазоне иногда применяют и симметричные.

Линию с нагрузкой согласовывают различными методами, из которых рассмотрим два наиболее распространенных.

1. *Четвертьволновый трансформатор* представляет собой четвертьволновую линию, включенную между главной линией и нагрузкой и работающую как трансформатор сопротивления (рис. 2-14).

Предположим, что главная линия имеет волновое сопротивление $Z_в$, а сопротивление нагрузки $R \neq Z_в$. Входное сопротивление трансформирующей четвертьволновой линии, т. е. сопротивление в точках $А$ и $Б$, в этом случае равно

$$Z_{АБ} = Z_{в.т}^2/R,$$

где $Z_{в.т}$ — волновое сопротивление трансформирующей линии.

Подобрав величину $Z_{в.т}$, можно получить $Z_{АБ} = Z_в$. Тогда в основной линии (слева от точек $А$ и $Б$) будет режим бегущих волн. В самой трансформирующей линии (справа от точек $А$ и $Б$) получится режим смешанных волн.. Но так как он будет только в коротком отрезке линии длиной $\lambda/4$, то от этого к. п. д. всей линии почти не уменьшится. Определение необходимой ве-

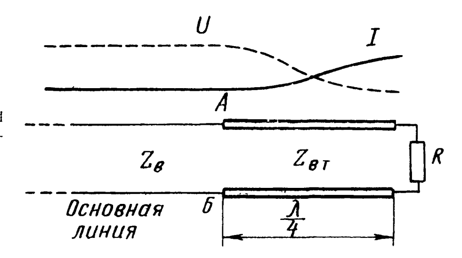


Рис. 2-14. Согласование линии с нагрузкой через четвертьволновый трансформатор

личины $Z_{в.т}$ делается с помощью приведенной выше формулы. Получается следующее выражение:

$$Z_{в.т} = \sqrt{Z_в R}.$$

Например, если $Z_в = 320$ Ом и $R = 80$ Ом, то $Z_{в.т} = \sqrt{320 \cdot 80} = 160$ Ом. Для этого случая на рис. 2-14 показаны распределение тока и напряжения вдоль линии. В трансформирующей линии

$$k_{б.в} = R/Z_{в.т} = 80/160 = 0{,}5.$$

Ток и напряжение вдоль этой линии изменяются в 2 раза, так как $k_{б.в} = U_{мин}/U_{макс} = I_{мин}/I_{макс}$. На конце линии отношение напряжения к току равно $U_{мин}/I_{макс} = R = 80$ Ом. В начале линии напряжение удваивается и ток становится вдвое меньше, т. е. отношение этих величин будет в 4 раза больше:

$$U_{макс}/I_{мин} = Z_{АБ} = Z_в = 320 \text{ Ом}.$$

Таким образом, если бы не было согласующего устройства, то в основной линии получился бы $k_{б.в} = 80/320 = 0{,}25$. Четвертьволновая линия преобразовывает нагрузочное сопротивление 80 Ом в 320 Ом и создает в основной линии $k_{б.в} = 1$.

Для получения нужного волнового сопротивления подбирают расстояние между проводами трансформирующей линии b или диаметр провода d, или и то и другое так, чтобы отношение b/d соответствовало нужному значению $Z_{в.т}$ (см. табл. 1).

Этот метод согласования широко распространен; он применяется и для коаксиальных линий, в которых нужная величина $Z_{в.т}$ получается подбором отношения диаметров.

2. *Реактивные шлейфы.* Метод четвертьволнового трансформатора пригоден лишь для активной нагрузки и для одной волны. При изменении волны надо менять длину трансформирующей линии, что неудобно. Если нагрузочное сопротивление имеет реактивную составляющую и если согласование надо получать на разных волнах, то применяют другие согласующие устройства.

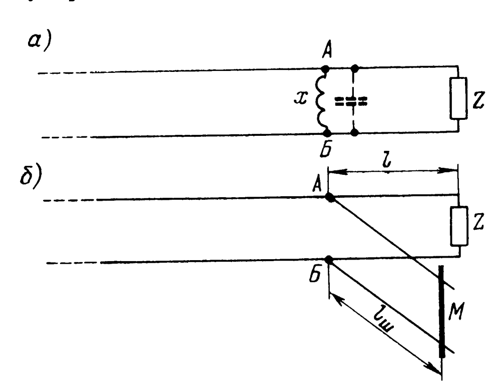


Рис. 2-15. Согласование с помощью реактивного шлейфа *(а)* и с помощью шлейфа Татаринова *(б)*

Пусть линия нагружена на некоторое полное сопротивление Z (рис. 2-15). В линии получится отраженная волна. Однако можно искусственно создать вторую отраженную волну, равную по амплитуде, но противоположную по фазе первой. Тогда обе отраженные волны взаимно уничтожатся и в линии будет режим бегущих волн.

Вторую отраженную волну можно получить, если в некоторых точках линии A и $Б$ включить реактивное сопротивление x (индуктивное или емкостное). Необходимые амплитуды и фаза этой волны устанавливаются подбором точек A и $Б$, т. е. изменением расстояния l и регулировкой величины сопротивления x.

Реактивное сопротивление включается потому, что оно не вызывает потерь энергии, а создает необходимое в данном случае отражение волн.

Обычно на СВЧ вместо переменной индуктивности или емкости параллельно линии включают отрезок короткозамкнутой линии (рис. 2-15, *б*), длину которого $l_ш$ можно изменять перемещением мостика M. Такой отрезок имеет реактивное входное сопротивление индуктивного характера при $l_ш < \lambda/4$ и емкостного характера при $\lambda/4 < l_ш < \lambda/2$. Подобный реактивный шлейф, предложенный В. В. Татариновым, получил широкое распространение.

Для сокращения размеров шлейфа его длину $l_ш$ обычно берут меньше $\lambda/4$, т. е. используют шлейф как индуктивное сопротивление. Перемещая мостик *М* и изменяя положение точек *А* и *Б*, добиваются получения в главной линии (слева от точек *А* и *Б*) режима бегущих волн, возможно более близкого к случаю $k_{б.в}=1$. В самом шлейфе будет режим стоячих волн, а в участке линии от точек *А* и *Б* до нагрузки — режим смешанных волн. Для определения величин l и $l_ш$ имеются также формулы, но точное согласование всегда устанавливают опытным путем.

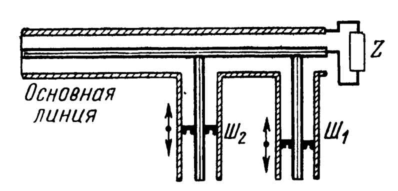


Рис. 2-16. Двухшлейфный согласователь для коаксиальной линии

Применение одного шлейфа для коаксиальной линии мало пригодно, так как невозможно изменять место подключения шлейфа. Выходом из положения служит *двухшлейфный согласователь* (рис. 2-16), с помощью которого в основной линии осуществляется взаимное уничтожение трех волн, отраженных от несогласованной нагрузки, шлейфа $Ш_1$ и $Ш_2$. Этого можно добиться подбором длины обоих шлейфов без перемещения мест

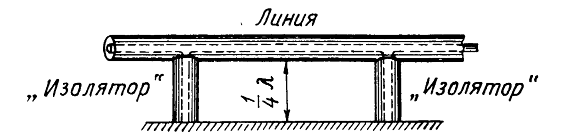


Рис. 2-17. Металлические изоляторы коаксиальной линии

их включения вдоль линии. Расстояние между шлейфами берется 0,125 λ или 0,375 λ, причем шлейф $Ш_1$ располагается обычно около конца линии.

Система двух шлейфов может давать согласование на различных волнах в пределах некоторого диапазона. Конечно, для каждой волны необходима новая настройка обоих шлейфов. Для согласования в еще более широком диапазоне иногда применяют три шлейфа.

3. *«Металлические изоляторы»*. С повышением частоты возрастают потери энергии в изоляторах из твердого диэлектрика, служащих для крепления внутреннего провода коаксиальной линий. Поэтому на СВЧ иногда применяют «металлические изоляторы» в виде отрезков короткозамкнутых четвертьволновых линий (рис. 2-17). Их входное сопротивление очень велико (в идеальном случае равно бесконечности), и поэтому потери в них могут оказаться меньше, чем в изоляторах из диэлектрика. На более длинных волнах металлические изоляторы неудобны, так как размеры их становятся чересчур большими. Недостаток

металлических изоляторов состоит еще в том, что они пригодны только для узкой полосы частот.

Линии длиной в четверть или полволны применяются в качестве колебательных систем для СВЧ. Это подробно рассматривается в гл. 4. Иногда такие контуры в виде отрезков линий применяются как фильтры, работающие в некоторой узкой полосе частот.

Глава третья

ВОЛНОВОДЫ

3-1. Основные свойства волноводов

Хотя коаксиальные линии широко применяются на СВЧ, но все же они обладают некоторыми существенными недостатками, особенно заметными на сантиметровых волнах. Потери энергии в этих линиях с повышением частоты значительно возрастают, так как поверхность внутреннего провода линии мала. Кроме того, увеличиваются потери в изоляторах, отделяющих внутренний провод от внешнего. Если же увеличить диаметр внутреннего провода коаксиальной линии, т. е. уменьшить расстояние между ним и внешним проводом, то появится опасность пробоя изоляции, особенно при больших мощностях. Недостаток коаксиальной линии состоит также в сложности ее конструкции.

Эти недостатки уменьшаются в волноводах, представляющих собой металлическую трубку большей частью круглого или прямоугольного сечения, внутри которой распространяется электромагнитная волна (рис. 3-1). Стенки волновода выполняют функцию экрана, не дающего электромагнитным волнам распространяться в разные стороны и заставляющего их перемещаться только вдоль волновода.

По сравнению с коаксиальной линией потери энергии в волноводе меньше, так как в нем отсутствуют внутренний провод и изоляторы. Наибольшее напряжение в волноводе получается между диаметрально противоположными точками его внутренней поверхности, если волновод имеет круглое сечение, или противоположными стенками, если его сечение прямоугольное (рис. 3-1). Расстояние между этими точками больше, чем расстояние между проводами в коаксиальной линии, и поэтому опасность пробоя значительно меньше. Конструкция волновода в принципе проще, чем коаксиальной линии.

Однако волноводы имеют свой недостаток, который ограничивает их применение. В коаксиальной или симметричной линии могут распространяться волны любой частоты, а в волноводе возможно распространение только тех волн, частота которых

выше некоторой определенной величины, называемой *критической частотой* $f_{кр}$. Иначе говоря, в волноводе могут распространяться только те волны, длина которых меньше некоторой *критической длины волны* $\lambda_{кр}$. Критическая длина волны приблизительно вдвое больше поперечного размера волновода. Например, если волновод имеет диаметр 3 см, то критическая длина волны будет примерно 6 см. Более длинные волны через такой волновод распространяться не могут.

Ясно, что волноводы непригодны для метровых волн, так как это были бы трубы с поперечными размерами в несколько метров! Даже для дециметровых волн поперечник волновода дол-

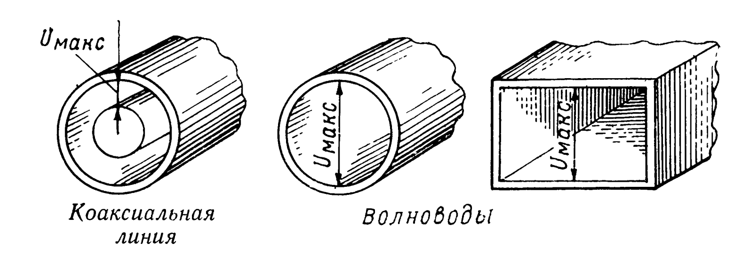


Рис. 3-1. Наибольшее напряжение в коаксиальной линии и в волноводах

жен быть порядка десятков сантиметров, что также неудобно. Поэтому волноводы используются только на сантиметровых и более коротких волнах, при которых конструкция волновода не получается чересчур громоздкой.

3-2. Распространение электромагнитных волн в волноводах

Теория распространения радиоволн в волноводах весьма сложна, поэтому здесь будут рассмотрены лишь элементарные основы этой теории, хорошо подтвержденные экспериментами.

В волноводе поперечная электромагнитная волна распространяться не может. Действительно, магнитное поле существует только внутри волновода, стенки которого служат экраном для электромагнитного поля высокой частоты. Магнитное поле в волноводе не может охватывать проводник с током, так как нет внутреннего провода, а должно охватывать продольное электрическое поле. Но поперечная электромагнитная волна не содержит продольного электрического поля. Если же предположить, что электрическое поле в волноводе поперечное, то оно должно охватываться замкнутыми магнитными силовыми линиями, которые лежат в продольных плоскостях. Однако у поперечной волны нет продольного магнитного поля.

Опыт и теория показывают, что в волноводах могут распространяться электромагнитные волны различных типов. Все они делятся на две группы: 1) *электрические волны*, обозначаемые буквой Е, имеют электрическое поле, расположенное и в поперечном и в продольном направлениях, а магнитное поле — только в поперечной плоскости; 2) *магнитные волны*, обозначаемые буквой Н, имеют магнитное поле, расположенное поперек и вдоль волновода, а электрическое поле — только в поперечной плоскости. Так как у волн Е магнитное поле только поперечное, то их иногда называют *поперечно-магнитными волнами* и обозначают буквами ТМ. Волны Н, у которых чисто поперечное

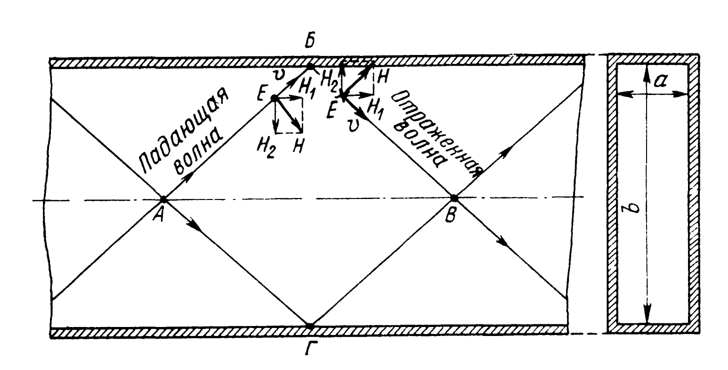


Рис. 3-2. Отражение электромагнитной волны у стенки волновода

только электрическое поле, иногда называют *поперечно-электрическими волнами* и обозначают буквами ТЕ (Т — символ поперечного действия сил). Поперечная электромагнитная волна получает при этом обозначение ТЕМ.

Волны Е и Н всегда представляют собой сумму нескольких поперечных волн, распространяющихся вдоль волновода не прямолинейной, а зигзагообразно путем многократного отражения от стенок.

На рис. 3-2 для прямоугольного волновода, имеющего стороны поперечного сечения a и b, показаны пути двух поперечных волн, образующих совместно волну типа Н, наиболее часто применяющуюся для передачи энергии по волноводам. Для одной из этих волн на рис. 3-2 показано расположение векторов E, H и v около стенки, отражающей волну. Векторы H и v находятся в плоскости чертежа, а вектор E перпендикулярен к ней. Для дальнейшего необходимо знать расположение векторов E и H для падающей и отраженной волн у самой стенки. На рис. 3-2 эти векторы условно изображены в некотором удалении от отражающей поверхности.

Физический смысл отражения волн от проводника заключается в том, что падающая волна создает в поверхностном слое проводника токи, которые в свою очередь излучают новые электромагнитные волны, т. е. отраженные волны. Если проводник идеальный, то возникшие токи совершенно не расходуют энергию на его нагрев и энергия отраженной волны равна энергии падающей. В действительности любой проводник не идеальный; некоторая часть энергии расходуется на нагревание проводника, и поэтому энергия отраженной волны всегда несколько меньше, чем падающей. При рассмотрении отражения волн будем считать стенки волновода идеально проводящими. В действительности же в стенках происходит потеря некоторой части энергии, но она незначительна и мало влияет на отражение волн.

Как было указано в § 2-1, вдоль поверхности идеального проводника электрические силовые линии идти не могут. Значит, вектор E у отражающей стенки волновода должен быть равен нулю. Это возможно только в случае, если векторы E падающей и отраженной волн у стенки равны по величине, но противоположны по направлению, что и показано на рис. 3-2. Тогда сумма этих векторов равна нулю. Условие $E_{пад}=-E_{отр}$ или $E=E_{пад}+$ $+E_{отр}=0$ представляет собой *граничное условие* у стенки волновода. Из рис. 3-2 также видно, что в этом случае магнитные силовые линии идут вдоль стенки волновода. Чтобы доказать это, разложим вектор H падающей и отраженной волн на две составляющие: продольную H_1 и перпендикулярную (нормальную) к стенке H_2, как это сделано на рис. 3-2. Тогда оказывается, что нормальные составляющие направлены в противоположные стороны и поэтому взаимно уничтожаются. А продольные составляющие вектора H у стенки имеют одинаковое направление и поэтому складываются. Таким образом, выполняются граничные условия и для магнитного поля: у стенки волновода $H_{норм}=0$.

Если бы в точке отражения вектор E не менял свое направление, то вдоль поверхности стенки действовало бы электрическое поле с напряженностью $2E$. Нормальная составляющая вектора H также получилась бы удвоенная, т. е. граничные условия не выполнялись бы.

Мы установили, что у отражающей стенки волновода напряженность электрического поля равна нулю, а продольная составляющая магнитного поля получается наибольшая. То же будет и у другой стенки волновода, причем около нее направление магнитного поля противоположно тому, какое получилось около первой стенки.

Рассмотрим теперь, что получается вдоль средней продольной плоскости волновода. На рис. 3-2 линия AB показывает пересечение этой плоскости с плоскостью чертежа. Обе рассматриваемые волны, отражающиеся от противоположных стенок волновода, приходят на эту среднюю плоскость, например в точку B,

с одинаковой фазой, так как они проходят пути одинаковой длины *.

Поэтому здесь происходит сложение электрических полей обеих волн и суммарная напряженность поля становится удвоенной. Векторы *H* также складываются, но под углом друг к другу. Проделав сложение этих векторов, можно убедиться в том, что здесь получается наибольшее (удвоенное) значение поперечной составляющей магнитного поля, а продольная его составляющая равна нулю.

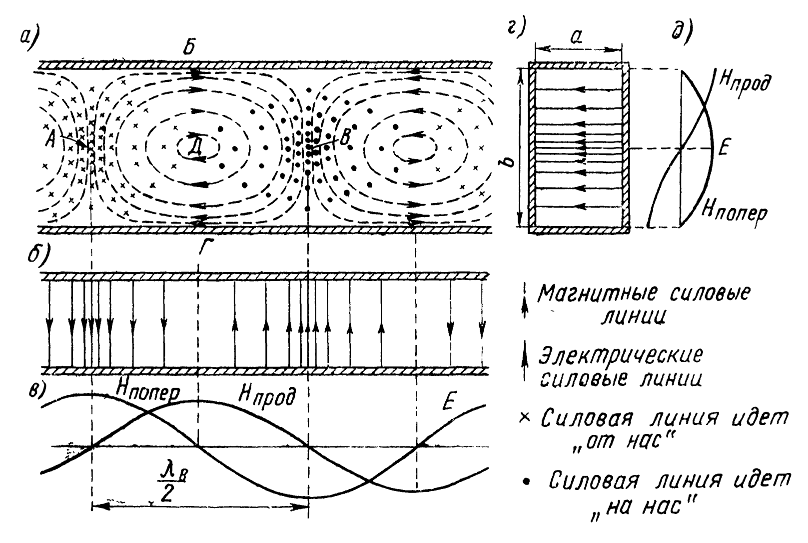


Рис. 3-3. Структура магнитного и электрического полей в прямоугольном волноводе

Таким образом, в средней продольной плоскости волновода получаются максимумы электрического поля и поперечного магнитного поля, а продольное магнитное поле отсутствует. Для любой точки, находящейся между стенкой и средней плоскостью, получается что-то среднее между двумя рассмотренными крайними случаями. В такой точке электрическое поле и поперечное магнитное поле имеют некоторое среднее значение между нулем и наибольшей величиной. Кроме того, здесь будет и некоторое продольное магнитное поле.

На основании рассмотренного становится ясной структура магнитного и электрического полей в волноводе, изображенная на рис. 3-3. Магнитные силовые линии здесь изображены штриховыми (рис. 3-3, *а*), а электрические силовые линии — сплош-

* Это справедливо, если источник, возбуждающий волны в волноводе, расположен симметрично относительно отражающих стенок. Так это и бывает, если в волноводе возбуждается рассматриваемая волна *H*.

ными (рис. 3-3, *б* и *г*). Силовые линии, перпендикулярные к плоскости чертежа, показаны либо точками, если они идут «на нас», либо крестиками, если они идут «от нас».

Так как волна, отраженная от одной стенки, складывается с волной, отраженной от противоположной, то в поперечном сечении волновода получаются стоячие волны. Бегущая волна в поперечном направлении не может распространяться, так как ее движению препятствуют стенки волновода. В поперечном направлении в простейшем случае укладывается одна стоячая полуволна, так что у противоположных стенок могут быть узлы, а в середине — пучность или наоборот. В направлении же вдоль волновода может получаться различный режим. Если на конце волновода отражение отсутствует, то будет бегущая волна. Полное отражение волн, например в случае, если конец волновода закрыт металлической стенкой, дает режим стоячих волн. При частичном отражении будут смешанные волны.

Для изображенной на рис. 3-3, *а* волны типа Н в точках *А* и *В* получается максимум поперечной составляющей магнитного поля, а в точках *Б* и *Г* — максимум его продольной составляющей.

Расстояние *АВ* равно половине длины волны. В точке *Д* напряженность поля равна нулю. У следующей (соседней) полуволны магнитного поля все повторяется, но только магнитные силовые линии идут в противоположном направлении.

В случае бегущей волны все поле движется с некоторой скоростью вдоль волновода, так что рис. 3-3 следует рассматривать как мгновенный фотоснимок поля, справедливый только для одного момента времени. Распределение магнитного поля вдоль волновода для этого момента показывают графики на рис. 3-3, *в*. Один из них показывает распределение поперечной составляющей $H_{попер}$, а другой — продольной составляющей $H_{прод}$. При этом следует помнить, что поперечная составляющая получается наибольшей на средней плоскости волновода (на линии *АВ*) и по мере приближения к стенкам уменьшается до нуля, а продольная составляющая, наоборот, имеет наибольшее значение у стенок и по мере приближения к средней плоскости волновода уменьшается до нуля. На рис. 3-3 видно также, что продольная и поперечная составляющие магнитного поля распределены вдоль волновода со сдвигом в четверть длины волны.

На рис. 3-3, *д* даны кривые, показывающие изменение $H_{прод}$ и $H_{попер}$ вдоль стороны *b* поперечного сечения волновода. Эти кривые соответствуют стоячим волнам магнитного поля в поперечном направлении, причем $H_{прод}$ имеет пучности у стенок и узел посередине, а $H_{попер}$ — наоборот.

Необходимо отметить, что структура поля, показанная с помощью некоторого количества силовых линий, весьма грубая.

Силовые линии, конечно, отображают реально существующее поле, но чем оно сложнее, тем более неточным становится дан-

ный метод. Изображение поля силовыми линиями не вскрывает его тонкой структуры. Это особенно чувствуется при рассмотрении сложных полей в волноводах. Однако у нас нет более совершенного метода изображения структуры электрического или магнитного поля.

У электрического поля волны *H* структура проще, так как оно имеет только поперечную составляющую. На рис. 3-3, *г* и *д* показаны распределение электрического поля в поперечном направлении и кривая изменения напряженности поля *E* по этому направлению. Как видно, вдоль размера *b* укладывается одна стоячая полуволна электрического поля, причем в середине волновода получается пучность, а у стенок — узлы. Таким образом, вдоль стороны *b* распределение электрического поля совпадает с распределением поперечной составляющей магнитного поля (рис. 3-3, *д*). Не следует при этом забывать, что векторы *E* и $H_{попер}$ взаимно перпендикулярны.

В направлении вдоль волновода электрическое поле распределено так, как изображено на рис. 3-3, *в*. Соответствующая кривая показывает, что в этом направлении закон распределения электрического поля также совпадает с распределением поперечной составляющей магнитного поля, т. е. максимум электрического поля получается там, где находится максимум поперечного магнитного поля. Такая структура поля характерна для бегущей волны, в которой колебания электрического и магнитного полей совпадают по фазе, т. е. наибольшее количество электрических силовых линий сосредоточено там, где магнитное поле наиболее сильное.

Для стоячей волны между этими колебаниями существует сдвиг фаз на 90° и максимум электрического поля сдвинут на четверть волны относительно максимума магнитного поля, т. е. максимум электрического поля находится там, где магнитное поле наиболее слабое.

3-3. Типы волн в волноводах

Помимо рассмотренной основной волны типа H, наиболее часто применяющейся для передачи колебаний СВЧ, в прямоугольном волноводе существуют еще и многие другие типы волн.

Для классификации этих волн принята следующая система. Около обозначения волны ставится индекс из двух цифр, показывающих соответственно число стоячих полуволн вдоль большей и меньшей сторон поперечного сечения волновода. Например, основная волна типа H должна обозначаться H_{10} (или TE_{10}), так как для нее вдоль стороны *b* распределена одна стоячая полуволна, а вдоль стороны *a* поперечного сечения волновода стоячей волны нет. В прямоугольном волноводе могут также распространяться волны, подобные волне H_{10}, но имеющие более сложное поле, в котором вдоль одной стороны сече-

ния распределено две, три и более стоячих полуволн. Эти волны называют волнами высших порядков.

В качестве примера на рис. 3-4 показаны электрическое поле в поперечном сечении и магнитное поле в продольном сечении волновода для волны типа H_{20}. Структура поля этой волны представляет собой удвоенную структуру поля волны H_{10}. Подобно волне H_{20} могут быть возбуждены волны типа H_{30}, H_{40} и т. д. Возможны также волны типов H_{01}, H_{02}, H_{03} и т. д.; в этом случае стоячая волна распределена вдоль меньшей стороны сечения волновода. Структура их поля не имеет каких-либо особенностей по сравнению с предыдущими случаями.

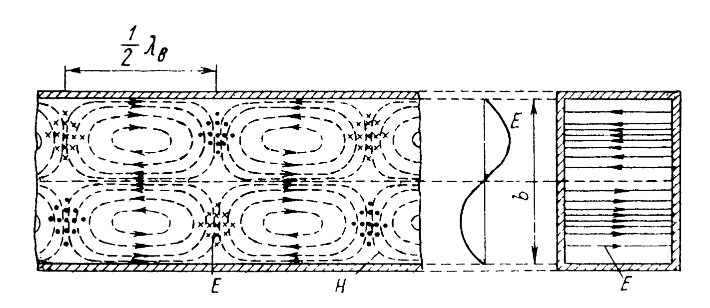


Рис. 3-4. Магнитное поле в продольном сечении и электрическое поле в поперечном сечении волновода для волны типа H_{20}

Значительное изменение поля получается у волноводов, имеющих стоячие волны вдоль обеих сторон сечения. Примером может служить волна типа H_{11} (или TE_{11}), для которой на рис. 3-5 изображена структура поля в поперечном сечении. Как обычно, сплошными линиями показано электрическое поле, а штриховыми изображены замкнутые магнитные силовые линии, охватывающие потоки электрических силовых линий. При этом видны лишь некоторые участки магнитных силовых линий, и поэтому на концах штриховых линий стоят крестики и точки, показывающие, что магнитная силовая линия уходит «от нас» или идет «на нас». Имеющиеся у волны H_{11} стоячие волны вдоль обеих сторон сечения волновода свидетельствуют о том, что отражение происходит от всех четырех стенок волновода. Таким образом, волна H_{11} может быть представлена в виде суммы четырех поперечных электромагнитных волн, попарно отражающихся от противоположных стенок.

Существуют также волны высших порядков, подобные волне H_{11}. Поле этих волн представляет собой повторение (несколько раз) поля волны H_{11}. Если повторить поле волны H_{11} два, три, четыре и большее число раз вдоль одной стороны сечения волновода, то получатся поля волн H_{12}, H_{13}, H_{14} и т. д. или H_{21},

H_{31}, H_{41} и т. д. Если же поле волны H_{11} будет повторяться и вдоль другой стороны, то получатся поля типа H_{22}, H_{23} и т. д.

Волны высших порядков не находят практического применения, так как для их передачи необходимо увеличивать сечение волновода и, кроме того, потери энергии при этих волнах увеличиваются. Как правило, эти волны можно получить только при специальном устройстве возбуждающих элементов (будут рассмотрены ниже). Однако иногда волны высших порядков возникают как дополнительные паразитные волны при передаче энергии по волноводу какой-либо основной волной, например H_{10}. Такие паразитные волны нежелательны и их стараются подавить.

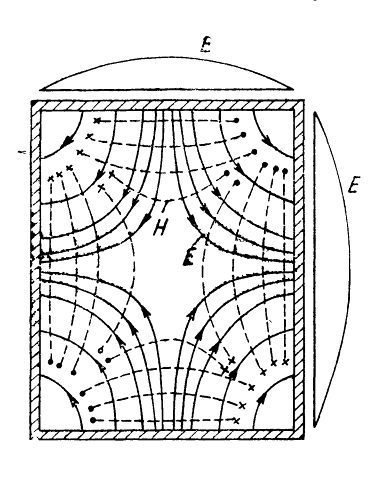


Рис. 3-5. Структура поля в поперечном сечении волновода для волны типа H_{11}

Перейдем теперь к изучению электрических волн типа E (или TM), которые также имеют много различных видов.

Волна типа E_{01} или E_{10} не может существовать в прямоугольных волноводах. Наиболее простой является волна E_{11} (или TM_{11}), для которой структура поля изображена на рис 3-6. В этой волне магнитные силовые линии представляют собой замкнутые петли, расположенные в плоскости поперечного сечения, а электрические силовые линии начинаются и кончаются на одной и той же стенке волновода. Их хорошо видно на рис. 3-6, б, показывающем продольный разрез волновода; на рис. 3-6, *а* электрические силовые линии видны лишь частично. Они идут от стенок и уходят в глубь волновода, что показывают крестики на «оборванных» концах этих линий. После волн E высшего порядка получается путем повторения несколько раз поля волны E_{11}. Если повторить рис. 3-6 дважды, то получится поле волны типа E_{12} или E_{21}. При повторении поля волны E_{11} 3, 4 и более раз вдоль одной стороны сечения или вдоль обеих сторон получаются волны высших порядков типа E_{13}, E_{14}, ..., или E_{31}, E_{41}, ..., E_{22}, E_{23} и т. д.:

Помимо прямоугольных волноводов широко применяются круглые. В них могут возбуждаться основные волны наиболее низкого порядка и волны высших порядков. Последние не находят практического применения, и поэтому они рассматриваться не будут. Приведем лишь структуры полей для основных волн.

Для классификации волн в круглых волноводах к обозначению волны также прибавляют две цифры в виде индексов. Первая цифра показывает число стоячих полуволн вдоль полуокружности, а вторая цифра соответствует числу стоячих полуволн

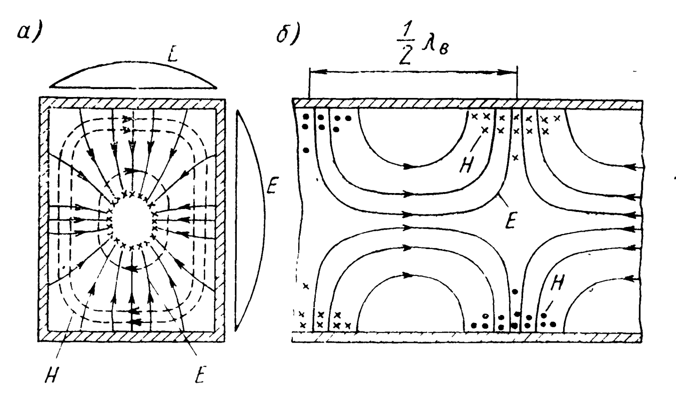


Рис. 3-6. Распределение поля для волн типа E_{11} в прямоугольном волноводе

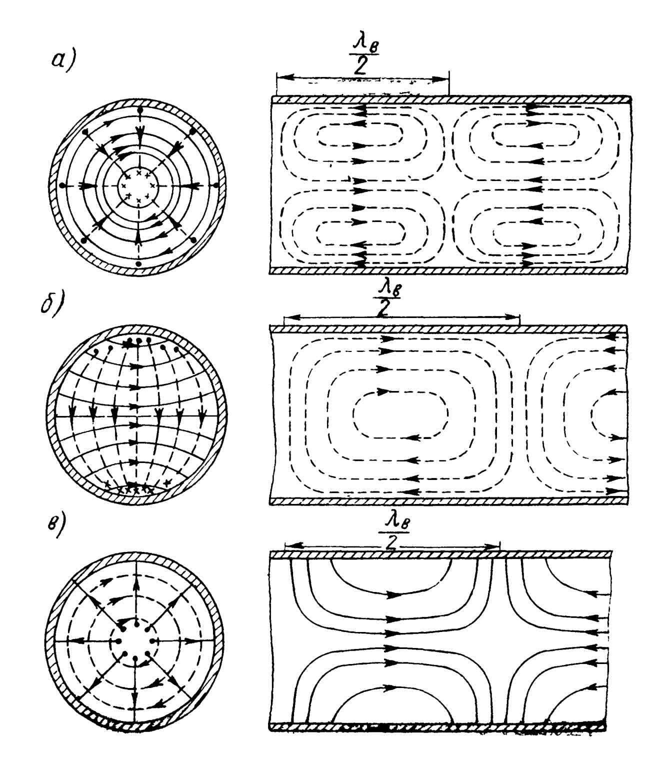


Рис. 3-7. Распределение полей для волн различных типов в круглом волноводе: *а* — H_{01}; *б* — H_{11}; *в* — E_{01}

вдоль радиуса. Структура поля в круглых волноводах получается более сложной, так как отражение волн происходит не от плоских, а от цилиндрических стенок. Вследствие этого для некоторых типов волн вдоль радиуса может укладываться не целое число стоячих полуволн. Однако в обозначении волн принято это число округлять до целого. Например, если вдоль радиуса укладывается не целая полуволна, а некоторая ее доля, то второй цифрой индекса ставится все же единица.

Примеры полей в круглых волноводах приведены на рис. 3-7. У волны H_{01} (рис. 3-7, *а*) электрические силовые линии представляют собой концентрические окружности, расположенные в поперечных плоскостях, а магнитные силовые линии в виде замкнутых петель вытянуты вдоль волновода.

Довольно часто применяется волна типа H_{11} (рис. 3-7, *б*), которая сходна с волной H_{10} в прямоугольном волноводе. Изображенная на рис. 3-7, *в* волна типа E_{01} напоминает волну E_{11} в прямоугольном волноводе. В этом случае магнитные силовые линии расположены в поперечных плоскостях в виде концентрических окружностей.

На практике для передачи энергии СВЧ по прямоугольному волноводу применяют волну типа H_{10}, а для передачи по круглому волноводу — чаще всего волны типа H_{01}, H_{11} и E_{01}. Некоторое применение находят также волноводы с поперечным сечением в форме буквы П или Н. Они имеют меньшие габариты и обладают большей широкополосностью, но для них характерно бóльшее затухание волн.

3-4. Скорость распространения и длина волны в волноводе

При распространении электромагнитных волн частота f, как правило, остается постоянной. Изменение (преобразование) частоты происходит только в нелинейных системах, которые в данном случае не рассматриваются. Что же касается скорости распространения v и длины волны λ, связанных с частотой известным соотношением $\lambda = v/f$, то они могут изменяться в зависимости от условий распространения. Из приведенного соотношения видно, что при постоянной частоте длина волны пропорциональна скорости.

Таким образом, длина волны изменяется так же, как и скорость распространения.

В свободном безвоздушном пространстве поперечные электромагнитные волны распространяются со скоростью $c = 3 \cdot 10^8$ м/с. Скорость электромагнитных волн в неионизированном воздухе можно считать равной той же величине. В волноводах скорость распространения волн изменяется вследствие того, что волны там распространяются не свободно. Только для тех поперечных волн, которые, многократно отражаясь от стенок и складываясь

друг с другом, образуют волну типа Н или Е, сохраняется значение скорости c; для самих же волн Н или Е понятия скорости и длины волны усложняются и приходится говорить о нескольких различных значениях этих величин.

Введем некоторые понятия из теории распространения волн. Будем называть направление движения поперечной волны *лучом.* Это понятие широко применяется в области световых явлений, но полезно и при изучении радиоволн. Назовем также *фронтом волны* поверхность, перпендикулярную к лучам волны и обладающую тем свойством, что во всех ее точках фазы колебаний одинаковы. Такую поверхность можно было бы назвать *равнофазовой* или *эквифазовой.*

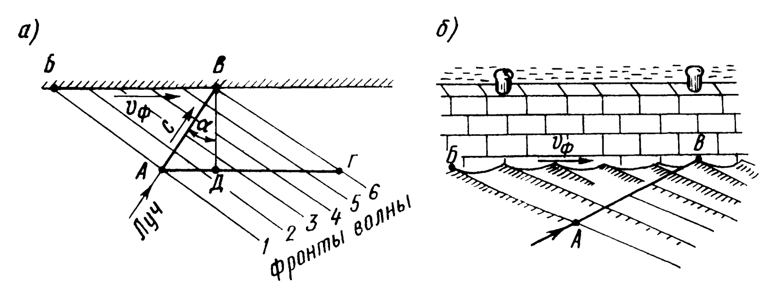


Рис. 3-8. Различные скорости волны в волноводе

Как правило, фронт волны представляет собой криволинейную поверхность. Например, если источник волн мал по сравнению с длиной волны, то его можно приближенно считать точечным и тогда излучаемые волны будут сферическими (шаровыми). Луч будет представлять собой радиус, а фронт волны — шаровую поверхность (или часть ее).

Фронт такой волны на значительном удалении от источника можно приближенно считать плоскостью и ввести понятие о плоских волнах. Поперечные волны, отражающиеся от стенок волновода, принято считать плоскими, что значительно упрощает все рассуждения.

На рис. 3-8, *а* цифрами *1—6* обозначено несколько последовательных положений фронта поперечной волны, падающей на отражающую стенку волновода (разумеется, что фронт волны в данном случае — плоскость, перпендикулярная чертежу). Прямая *АВ* — один из лучей этой волны. Скорость распространения поперечной волны вдоль луча равна $c = 3 \cdot 10^8$ м/с. Однако вдоль волновода волновой процесс распространяется с большей скоростью.

Действительно, пусть рассматриваемый фронт волны соответствует, например, амплитудной фазе. Здесь и далее под фазой понимается состояние волны или колебания. Тогда для положения волны, обозначенного цифрой *1*, у стенки волновода ампли-

тудная фаза будет в точке *Б*. Если за некоторый промежуток времени волна переместится вдоль луча на расстояние *АВ* (т. е. фронт волны перейдет в положение *6*), то вдоль стенки амплитудная фаза волны за тот же промежуток времени переместится на расстояние *БВ*, которое значительно больше, чем путь *АВ*.

Таким образом, вдоль стенки волновода та или иная определенная фаза волны, например амплитудная, движется со скоростью большей, чем скорость *с*. То же можно сказать о распространении данной фазы волны вдоль любой прямой линии, параллельной стенке волновода, например вдоль линии *АГ*, т. е. вообще вдоль волновода. Скорость, с которой данная фаза волны распространяется вдоль волновода, называется фазовой скоростью ($v_ф$). Она больше скорости распространения волны в свободном пространстве ($v_ф > c$).

Для пояснения фазовой скорости на рис. 3-8, *б* изображены морские волны, приходящие под некоторым углом к набережной. Гребни волн играют роль фронта волны с амплитудной фазой, а направление *АВ*, взятое под прямым углом к гребням волн, играет роль «луча». Если наблюдать со стороны моря, то мы увидим, что за время перемещения волны от *А* до *В* ее гребень пройдет вдоль стенки расстояние *БВ*, которое будет больше, чем *АВ*. Следовательно, скорость распространения гребня волны вдоль стенки набережной, т. е. фазовая скорость, больше, чем скорость перемещения волны вдоль луча *АВ*.

С уменьшением угла падения волны α, т. е. по мере приближения луча волны к направлению, перпендикулярному стенке, разница между расстояниями *БВ* и *АВ* становится больше, и, следовательно, фазовая скорость растет. Но если бы поперечная волна могла двигаться вдоль волновода, то отрезки *АВ* и *БВ* были бы равны и оказались бы равны скорости $v_ф$ и *с*.

Вследствие того, что фазовая скорость волны больше скорости *с*, длина волны $\lambda_в$, измеренная в направлении вдоль волновода и называемая *длиной волны в волноводе*, больше, чем длина волны λ в свободном пространстве. Действительно, так как $\lambda_в = v_ф/f$ и $\lambda = c/f$, а $v_ф > c$, то и $\lambda_в > \lambda$. Показанная на рис. 3-3, 3-4, 3-6 и 3-7 половина длины волны и есть именно половина длины волны в волноводе $\lambda_в/2$.

Фазовая скорость, однако, не является скоростью, с которой перемещается энергия вдоль волновода. Ведь энергия, которую несет с собой волна, перемещается вдоль луча, т. е. вдоль прямой *АВ*, расположенной под углом к оси волновода (рис. 3-8, *а*). Когда волна проходит вдоль своего луча расстояние *АВ* или, иначе говоря, ее энергия перемещается из точки *А* в точку *В*, вдоль волновода энергия перемещается только на расстояние *АД*. Следовательно, скорость распространения энергии вдоль волновода, называемая *групповой скоростью* $v_{гр}$, меньше *с*. Подобный результат можно было предвидеть, так как волны движутся зигзагообразно и поэтому скорость их перемещения вдоль

волновода должна быть пониженной. Чем меньше угол падения волны α, тем больше зигзагов вынуждена делать волна и тем меньше $v_{гр}$.

Между тремя рассмотренными скоростями существует зависимость

$$v_ф/c = c/v_{гр} \text{ или } v_ф v_{гр} = c^2,$$

т. е. фазовая скорость во столько раз больше скорости c, во сколько раз групповая скорость меньше, чем c. Это соотношение легко получить из рис. 3-8, *а*, если учесть, что отрезки *АВ*, *БВ* и *АД* соответственно пропорциональны скоростям c, $v_ф$ и $v_{гр}$, а прямоугольные треугольники *АБВ* и *АДВ* подобны.

Если бы поперечная волна могла двигаться вдоль волновода без отражений от его стенок, то все эти скорости были бы равны друг другу и вообще не требовалось бы вводить понятия фазовой и групповой скоростей. Но поперечная электромагнитная волна не может распространяться вдоль волновода.

Рассмотрим еще такие важные понятия, как *критическая длина волны* $\lambda_{кр}$ и *критическая частота* $f_{кр}$, о которых упоминалось при сравнении волноводов с двухпроводными линиями. Наиболее просто можно рассмотреть критическую волну для случая распространения волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе.

Как известно, в поперечном направлении такого волновода возникает режим стоячих волн, причем в случае волны H_{10} в этом направлении укладывается одна стоячая полуволна (рис. 3-3).

В отношении этой стоячей полуволны можно повторить рассуждения, касавшиеся фазовой скорости и длины волны в волноводе. Обратимся для этой цели к рис. 3-9. На нем изображен луч *АВ* поперечной волны и цифрами *1—4* обозначены положения фронта волны для нескольких моментов времени на протяжении одного полупериода. За этот промежуток времени фронт волны перемещается вдоль луча со скоростью c на расстояние *АВ*, а в направлении поперек волновода волна пройдет расстояние $АБ = b$, которое больше *АВ*. Поэтому фазовая скорость волны в поперечном направлении $v'_ф$ больше скорости c. Соответственно и длина волны в этом направлении $\lambda'_в = v'_ф/f$ получается больше, чем длина волны вдоль луча, т. е. обычная длина поперечной электромагнитной волны $\lambda = c/f$.

Одновременно с волной, идущей от точки *А*, вторая такая же волна идет от точки *Б*, и для нее можно повторить все сказанное выше. На рис. 3-9 эта волна, луч которой будет пересекаться с лучом *АВ*, не показана. Таким образом, в поперечном направлении (вдоль *АБ*) навстречу друг другу движутся с фазовой скоростью $v'_ф$ две волны, от сложения которых и образуются стоячие волны. Поскольку в волноводе должны выполняться граничные условия, то у стенок волновода должны быть узлы

напряженности электрического поля E и между точками A и $Б$ располагается стоячая полуволна $\lambda'_в/2$.

Если уменьшить частоту волн, распространяющихся в волноводе, то длина волны соответственно возрастает и увеличится расстояние AB, которое равно $\lambda/2$. Так как расстояние $AБ=b=$ $=\lambda'_в/2$ остается постоянным, то при удлинении волны точка B должна приближаться к точке $Б$. Иначе говоря, угол падения волны α будет уменьшаться. Поэтому более длинные волны распространяются в волноводе с бóльшим количеством отражений и зигзагов. На рис. 3-10 показаны пути поперечной электромагнитной волны в одном и том же волноводе при разной длине волны.

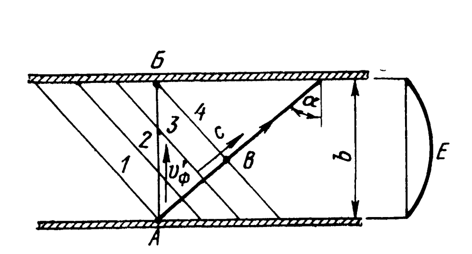


Рис. 3-9. Образование стоячей волны в поперечном направлении

Рис. 3-10. Пути волн различной длины в волноводе

Беспредельно удлинять волну нельзя. Для некоторой критической волны точка B совместится с точкой $Б$ (рис. 3-9) и распространение энергии вдоль волновода прекратится. Длина критической волны определяется из условия $AB=AБ$ или $\lambda_{кр}/2=b$, откуда $\lambda_{кр}=2b$ и соответственно

$$f_{кр}=c/\lambda_{кр}=3\cdot 10^4/\lambda_{кр}=15\cdot 10^3/b,$$

где частота $f_{кр}$ выражена в мегагерцах, а $\lambda_{кр}$ и b — в сантиметрах.

Вдоль волновода не могут распространяться волны, более длинные, чем критические, так как для них не выполняются граничные условия. Практически и волны, немного более короткие, чем критическая, также не применяются, так как из-за большого числа отражений от стенок энергия этих волн затухает уже на сравнительно близком расстоянии от начала волновода.

Итак, в прямоугольном волноводе могут распространяться только такие волны H_{10}, длина которых меньше удвоенного значения поперечного размера волновода. Для волн другого типа значения $\lambda_{кр}$ получаются иными. Например, для волны типа H_{20}, очевидно, $\lambda_{кр}=b$, так как вдоль стороны b поперечного сечения волновода в этом случае укладываются две стоячие

полуволны, т. е. целая волна (рис. 3-4). Таким образом, для данного волновода критическая длина волны H_{20} получается вдвое короче, чем волны H_{10}. Иначе говоря, если необходимо передавать по волноводу электромагнитную волну с длиной λ, то при передаче волной H_{10} необходимо иметь поперечный размер волновода $b > \lambda/2$, а в случае применения волны H_{20} должно быть $b > \lambda$. Для волн более высокого порядка поперечные размеры становятся еще большими, что невыгодно. Из основных типов волн для прямоугольного волновода наиболее длинной оказывается критическая волна H_{10} и, следовательно, для волн этого типа поперечные размеры волновода получаются наименьшими. Волны H_{10} оказываются с этой точки зрения наиболее удобными.

В круглых волноводах применение волн высших порядков невыгодно по тем же соображениям. А при использовании основных волн диаметр волновода D получается наименьшим в случае волны H_{11} (рис. 3-7, *б*), для которой $\lambda_{кр}$ определяется равенством $\lambda_{кр} = 1{,}7\ D$.

3-5. Затухание волн в волноводах

Вдоль волновода всегда происходит затухание волны, т. е. ее энергия постепенно уменьшается. Это объясняется тем, что на внутренней поверхности стенок волновода создаются токи, которые расходуют часть своей энергии на нагрев металла. Потери отсутствовали бы только в случае идеального проводника.

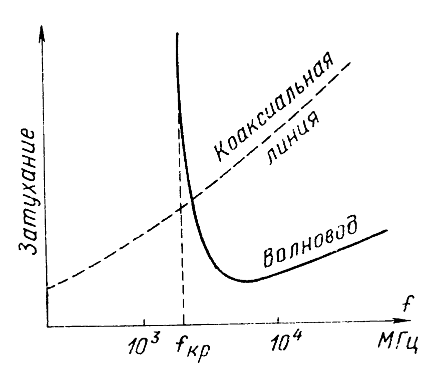


Рис. 3-11. Зависимость затухания от частоты для волновода и линии

Токи в стенках волновода направлены перпендикулярно к магнитным силовым линиям, проходящим у поверхности стенки. В случае волн типа E, когда магнитные силовые линии располагаются только в поперечных плоскостях, в стенках имеются лишь продольные токи; в случае же волн типа H в стенках будут и продольные и поперечные токи. Исключение составляет волна H_{01} в круглом волноводе, для которой продольные токи отсутствуют. Токи имеют бо́льшее значение там, где магнитное поле более сильное. Так как для разных типов волн структура

поля неодинакова, то различными получаются и токи в стенках и затухание волн.

При уменьшении частоты и ее приближении к критическому значению для всех типов волн наблюдается увеличение затухания, что объясняется увеличением числа отражений волн от стенок. Когда частота близка к критической, затухание становится очень большим, и для $f=f_{кр}$ затухание бесконечно велико. Это означает, что критическая волна вообще не проходит вдоль волновода. Но и при значительном повышении частоты затухание также возрастает из-за того, что толщина поверхностного слоя, в котором проходят токи, уменьшается, т. е его сопротивление увеличивается. Следовательно, на некоторой средней наивыгоднейшей частоте затухание будет наименьшим.

На рис. 3-11 показана примерная кривая зависимости затухания в волноводе от частоты (характеристика затухания); штриховой кривой дана та же зависимость для коаксиальной линии с таким же внешним диаметром, как у волновода. Из сравнения кривых видны преимущество волновода для передачи волн СВЧ и его непригодность для такой передачи на частотах, меньших $f_{кр}$ или близких к ней.

Для разных типов волн и разных конструкций волноводов получаются различные характеристики затухания с различными значениями $f_{кр}$ и минимального затухания. Особый интерес в этом отношении представляет волна H_{01} в круглом волноводе, для которой с повышением частоты затухание уменьшается. Такая волна особенно пригодна для дальней волноводной связи.

3-6. Основные режимы работы волноводов

В волноводах, как и в двухпроводных линиях, могут наблюдаться бегущие, стоячие и смешанные волны в зависимости от степени отражения на конце волновода.

Режим работы волновода характеризуется коэффициентом бегущей волны, который равен $k_{б.в}=E_{мин}/E_{макс}$, где $E_{мин}$ и $E_{макс}$ — наименьшая и наибольшая величины действующего значения напряженности электрического поля, измеренные при перемещении вдоль волновода какого-либо измерителя напряженности поля.

Если в конце волновода расходуется вся энергия бегущей волны, то получается *режим бегущих волн.* Действующее значение напряженности электрического поля в различных точках вдоль волновода тогда будет неизменно (затухание во внимание не принимается) и $k_{б.в}=1$. Этот режим наиболее выгоден для передачи волн, так как при нем наименьшие потери и в нагрузку отдается максимум энергии. Например, в передающих устройствах сантиметрового диапазона волновод соединяет генератор с антенной. Для получения в таком волноводе бегущей волны антенна должна полностью поглощать энергию, передаваемую

по волноводу, т. е. антенна как нагрузка должна быть *согласована* с волноводом.

При проведении многих измерений и испытаний также необходим режим бегущей волны в волноводе. Для его получения в конце волновода помещают *поглощающую* или *оконечную нагрузку*. Она представляет собой проводник с значительным сопротивлением, занимающий некоторый объем или нанесенный в виде слоя на пластинку диэлектрика. В качестве материала проводника используют уголь (графит) или смесь угля с другими веществами. Иногда (при значительных мощностях) применяют водяные нагрузочные сопротивления. Форму и размеры нагрузочного сопротивления и его расположение подбирают в соответствии со структурой поля передаваемой волны так, чтобы по возможности вся энергия поглощалась.

Если на конце волновода волна полностью отражается, то устанавливается *режим стоячих волн*. Полное отражение можно получить, закрыв конец волновода металлической, хорошо проводящей крышкой. Режим стоячих волн используется при различных измерениях. Он удобен для измерения длины волны в волноводе, так как напряженность поля E в узлах равна нулю. Уменьшение E до нуля дает возможность установить место двух соседних узлов, расстояние между которыми равно половине длины волны в волноводе.

Режим смешанных волн получается, если на конце волновода энергия поглощается частично. Строго говоря, всегда наблюдается именно этот режим, так как невозможно получить чисто бегущую или чисто стоячую волну. Особенно трудно создать режим бегущей волны. Считают, что нагрузка хорошо согласована с волноводом, если $k_{б.в}$ получается не меньше 0,8. Во многих случаях даже довольствуются значением $k_{б.в}$ от 0,5 и выше. Режимы работы волновода имеют сходство с режимами работы двухпроводной линии (рис. 2-11). Случай, когда конец волновода закрыт, аналогичен короткозамкнутой линии. Однако режим, сходный с режимом разомкнутой линии, получить в волноводе нельзя. Если конец волновода открыт, то волна будет частично отражаться, а частично излучаться в пространство, и поэтому получится режим смешанных волн.

3-7. Связь волноводов с другими цепями

Устройства, связывающие волноводы с другими цепями, служат для возбуждения волн в волноводе или для отбора энергии из волновода. Любое устройство, дающее возбуждение волн, может быть использовано и для приема волн. Рассмотрим эти устройства с точки зрения их применения для возбуждения волн.

Электрическая связь осуществляется с помощью металлического штырька (или зонда), установленного внутри волновода вдоль электрических силовых линий в большинстве случаев

в том месте, где электрическое поле наиболее сильное. Обычно штырек служит продолжением внутреннего провода коаксиальной линии, подводящей энергию к волноводу. Так как размеры штырька соизмеримы с длиной волны, то он работает как хорошая антенна.

На рис. 3-12, *а* показано возбуждение волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе при помощи штырька, расположенного в пучности электрического поля на расстоянии $\lambda_в/4$ от закрытого конца волновода, служащего для отражения волн. Этот участок волновода длиной $\lambda_в/4$ подобно четвертьволновой короткозамкнутой линии имеет входное сопротивление, близкое к бесконеч-

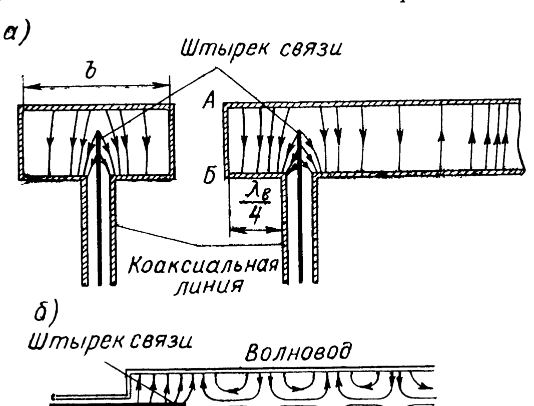


Рис. 3-12. Электрическая связь коаксиальной линии с волноводом для волны H_{10} *(а)* и E_{01} *(б)*

ности, и практически не влияет на режим работы подводящей линии. Для лучшего согласования линии с волноводом стенку *АБ* делают в виде подвижного поршня и в самой линии применяют согласующие устройства.

Чем больше длина штырька, тем сильнее связь, т. е. тем больше энергии передается в волновод, подобно тому как более высокая антенна дает более сильное излучение, чем антенна малых размеров. Однако размеры штырька влияют и на режим работы подводящей линии.

Изменяя расположение штырька связи, можно возбуждать волны других типов. Для примера на рис. 3-12, *б* показано возбуждение волн типа E_{01} в круглом волноводе. Более сложные типы волн возбуждаются системой из двух или большего числа штырьков.

Магнитная связь осуществляется с помощью витка (петли) связи, который обычно располагается в том месте, где магнитное поле наиболее сильно, причем его плоскость перпендикулярна к магнитным силовым линиям.

Так как размеры витка соизмеримы с длиной волны, то он дает эффективное излучение волн и его можно уподобить одно-

витковой рамочной антенне большого размера. На рис. 3-13 показано одно из возможных положений витка для возбуждения в прямоугольном волноводе волны H_{10}. Чем больше размеры витка, тем сильнее связь. Регулировать связь довольно удобно путем поворота витка. Следует иметь в виду, что магнитная связь всегда сопровождается некоторой электрической связью.

Если штырьки или витки связи служат для отбора энергии, то они выполняют функцию приемной антенны. Волны создают своим электрическим полем в приемном штырьке связи некоторую э. д. с., а в витке связи э. д. с. индуктируется магнитным полем.

Применяется также *дифракционная связь,* т. е. связь через отверстие. Например, можно передать часть энергии волны из

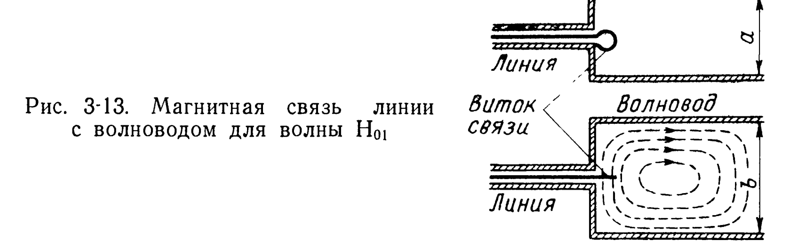


Рис. 3-13. Магнитная связь линии с волноводом для волны H_{01}

одного волновода в другой, если в общей стенке этих двух волноводов сделать отверстие той или иной формы. Такая связь усиливается при увеличении размеров отверстия. При электрической и магнитной связи всегда существует и некоторая дифракционная связь, так как коаксиальная линия своим открытым концом соединена с волноводом.

3-8. Конструктивные особенности волноводов

Рассмотрим кратко некоторые особенности устройства современных волноводов. Для уменьшения потерь внутреннюю поверхность волновода делают возможно более гладкой и нередко покрывают серебром. Весьма тщательно соединяют отдельные части волновода друг с другом. Важно также свести к минимуму частичные отражения волн от различных неоднородностей, имеющихся в волноводе. К таким неоднородностям относятся, например, повороты и ответвления, а также вращающиеся сочленения двух волноводов. Любые нарушения однородности внутреннего устройства волновода приводят к отражению волн, в результате чего уменьшается $k_{б. в}$, возрастают потери энергии и снижается к. п. д. волновода. Необходимые неоднородности волновода стараются выполнять, соблюдая определенные правила, чтобы уменьшение $k_{б. в}$ было незначительным.

Плавные изгибы волновода (рис. 3-14, *а*) делаются с радиусом порядка длины волны. Встречаются и более простые по конструкции *двухуголковые* (рис. 3-14, *б*) и *одноуголковые* (рис. 3-14, *в*) *повороты*, причем размеры уголков строго рассчитываются. Для поворота направлений векторов E и H применяют *скручивание* волновода (рис. 3-14, *г*) на участке длиной не менее $2\lambda_в$. При соединении двух частей волновода, из которых одна часть должна вращаться, можно сделать *дроссельное соединение*, которое устраняет влияние плохого контакта в стыке (рис. 3-15). В этом соединении волноводы снабжены двумя фланцами, между которыми имеется щель длиной $\lambda/2$, эквива-

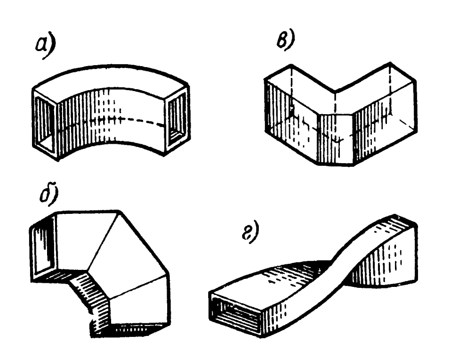


Рис. 3-14. Повороты и скручивание волновода

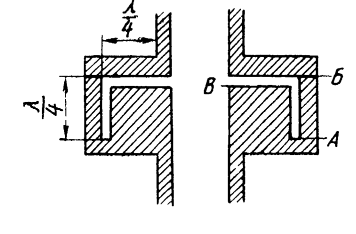


Рис. 3-15. Дроссельное соединение двух частей волновода

лентная полуволновой короткозамкнутой линии. Замыкание на конце этой щели (в точке *А*) сделано сплошным металлом, а трущийся контакт двух поверхностей находится в точке *Б* на расстоянии $\lambda/4$ от короткозамкнутого конца. В этом месте находится узел тока, и входное сопротивление участка *АБ* очень велико, поэтому некоторое дополнительное сопротивление, имеющееся в трущемся контакте, не играет роли. Зато на входе линии-щели (в точке *В*) будут снова пучность тока и узел напряжения, как и на короткозамкнутом конце, т. е. входное сопротивление в этом месте близко к нулю. Таким образом, обе части волновода соединены через это весьма малое сопротивление, которое почти не зависит от сопротивления контакта в точке *Б*.

Рассмотрим, как можно осуществить *согласование волновода с нагрузкой*. Когда нагрузку трудно хорошо согласовать с волноводом, но желательно иметь в волноводе режим бегущей волны, на некотором расстоянии от конца волновода делают ответвление. Длину его регулируют с помощью плунжера, т. е. подвижного короткозамыкающего поршня (рис. 3-16). Подобное ответвление действует так же, как шлейф для согласования у двухпроводной линии (см. рис. 2-15). Если длина ответвления

меньше $\lambda_в/4$, то оно влияет так же, как и индуктивный шлейф, т. е. как короткозамкнутая линия с длиной меньше $\lambda/4$. Ответвление с длиной больше $\lambda_в/4$ действует подобно емкостному шлейфу.

Ответвление создает отраженные волны, амплитуда и фаза которых зависят от настройки ответвления, т. е. от его длины.

Принцип получения бегущих волн в основном волноводе состоит в том, что ответвление настраивают так, чтобы отраженные волны, появившиеся вследствие ответвления, и волны, отра-

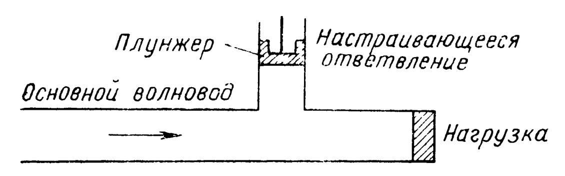


Рис. 3-16. Ответвление от волновода для согласования его с нагрузкой

женные от несогласованной нагрузки, имели одинаковые амплитуды, но противоположные фазы. Тогда в основном волноводе эти отраженные волны взаимно уничтожатся и установится режим бегущих волн. Только на участке от нагрузки до ответвления будет режим смешанных волн.

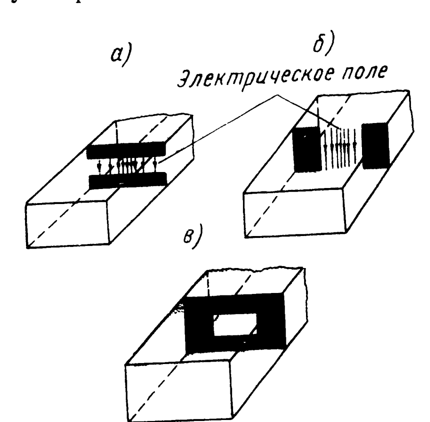


Рис. 3-17. Перегородки в волноводе

Для согласования нагрузки с волноводом применяют также металлические *отражающие перегородки или диафрагмы* (рис. 3-17). Их размеры и расположение подбираются так, чтобы в основном волноводе произошло взаимное уничтожение волн, отраженных от конца волновода и от перегородки. Если перегородки расположены перпендикулярно к электрическому полю (рис. 3-17, *а*), то они сближают заряды, имеющиеся в противоположных стенках волновода, т. е. создают увеличенную емкость и действуют подобно емкостному шунту в линии. В перегородках, параллельных электрическим силовым линиям, возникают

токи, создающие свое магнитное поле, и тогда перегородка действует подобно индуктивному шунту (рис. 3-17, *б*).

Применяют также индуктивно-емкостную перегородку, показанную на рис. 3-17, *в*.

3-9. Волноводные разветвления

Часто применяют разветвление волноводов с помощью так называемых *тройников*. Рассмотрим для прямоугольных волноводов *тройники* Е-*типа* и Н-*типа*, называемые, так в зависимости от того, в плоскости какого вектора сделано разветвление. Рис. 3-18, *а* изображает тройник Е-типа. Если волна типа H_{10} распространяется по волноводу *А* к месту разветвления (рис. 3-18, *б*), то она будет ответвляться в волноводы *Б* и *В* и на одина-

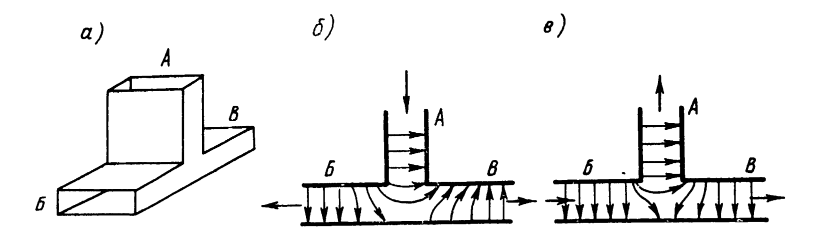


Рис. 3-18. Тройник Е-типа

ковых расстояниях от места разветвления в этих волноводах волны будут в противофазе. Отсюда следует и обратное заключение: если по волноводам *Б* и *В* к месту разветвления придут волны в противофазе, то они будут переходить в волновод *А*, совпадая по фазе, и, следовательно, в этом волноводе будут складываться. В противоположном случае, когда по волноводам *Б* и *В* к волноводу *А* подходят волны, имеющие одинаковые фазы, ответвляясь в волновод *А*, они в этом волноводе будут иметь противоположные фазы и при одинаковых амплитудах уничтожатся. Если же волна движется вдоль волновода *БВ*, то часть энергии ответвится в волновод *А* (рис. 3-18, *в*).

Тройник Н-типа изображен на рис. 3-19. В таком тройнике, если волна H_{10} подходит по волноводу *А* к месту разветвления (рис. 3-19, *б*), то волны, ответвляющиеся в волноводы *Б* и *В*, на равных расстояниях от места разветвления имеют одинаковые фазы. На рис. 3-19, *б* крестики изображают направление электрических силовых линий перпендикулярно к плоскости чертежа («от нас»), а тонкие линии показывают фронт волны. Справедливо и обратное свойство Н-тройника: если к разветвлению по волноводам *Б* и *В* приходят волны с одинаковой фазой, то они будут ответвляться в волновод *А* также с одинаковыми фа-

зами. Но если по волноводам *Б* и *В* к волноводу *А* приходят волны с одинаковыми амплитудами, но противоположными фазами, то они не будут возбуждать волн в волноводе *А*. При движении волны вдоль волновода *БВ* часть ее энергии ответвляется в волновод *А* (рис. 3-19, *в*).

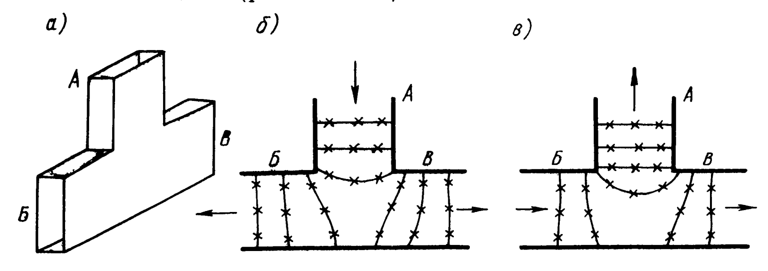


Рис. 3-19. Тройник Н-типа

Тройники Е- и Н-типа могут быть скомбинированы в так называемый *двойной тройник* или *двойной* Т-*мост* («магическое Т»), изображенный на рис. 3-20. Этот волноводный узел имеет следующие свойства, основанные на рассмотренных выше принципах работы тройников типов Е и Н.

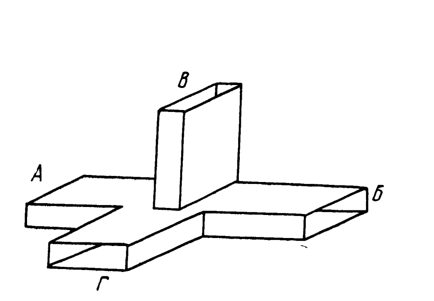


Рис. 3-20. Двойной Т-мост

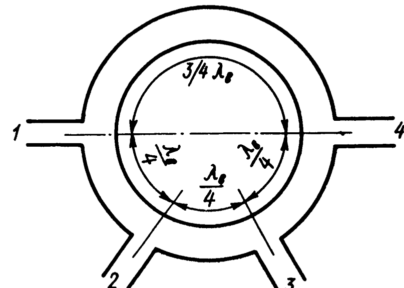


Рис. 3-21. Кольцевой волноводный мост

Волны, приходящие с одинаковыми амплитудами и одинаковыми фазами по волноводам *А* и *Б* к центру моста, ответвляются только в плечо *Г*, а в плече *В* волны взаимно уничтожаются. И наоборот, если к центру по волноводам *А* и *Б* приходят волны с одинаковыми амплитудами, но противоположные по фазе, то они будут ответвляться только в плечо *В*. Волна, поступающая к центру по волноводу *В*, создает в плечах *А* и *Б* противофазные волны. Если волноводы *А* и *Б* имеют одинаковую длину и нагружены одинаковыми сопротивлениями, то в плечо *Г* волны поступать не будут, т. е. волноводы *В* и *Г* оказываются развязанными.

Подобно этому волна, поступающая к центру моста по волноводу *Г*, создает в плечах *А* и *Б* волны с одинаковой фазой. И если при этом волноводы *А* и *Б* имеют одинаковую длину и нагружены одинаковыми сопротивлениями, то в плечо *В* волна не поступает, т. е. и в этом случае плечи *В* и *Г* не имеют связи между собой.

Значительный интерес представляет *кольцевой волноводный мост* (рис. 3-21), в котором обычно используются Е-тройники. Такой мост работает следующим образом. Если волна поступает в мост через плечо *1*, а волноводы *2*, *3* и *4* имеют согласованные нагрузки, то половина энергии волны будет поступать в плечо *2*, а другая половина — в плечо *4*, так как к этим плечам придут двумя разными путями совпадающие по фазе волны от волно-

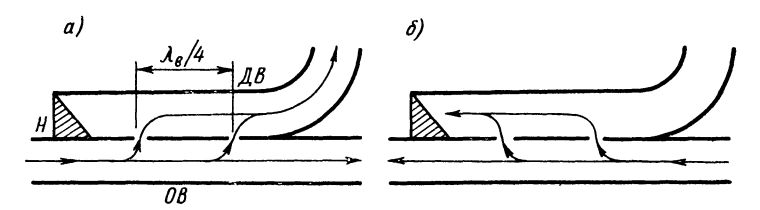


Рис. 3-22. Направленный ответвитель с двумя отверстиями связи

вода *1*. А в плечо *3* энергия не будет передаваться, так как к этому плечу двумя разными путями придут волны в противофазе.

При аналогичных условиях волна, поступающая в мост из волновода *2*, будет передаваться только в плечи *1* и *3*, волна из плеча *3* может поступать только в плечи *2* и *4*, а волна из плеча *4* передается только в плечи *1* и *3*. Следует отметить, что подобный кольцевой мост можно также построить из коаксиальных линий.

В технике СВЧ нередко применяются *направленные ответвители*. Один из вариантов такого устройства показан на рис. 3-22. Основной волновод *ОВ* связан с дополнительным волноводом *ДВ* через два отверстия связи, сделанные в общей стенке волноводов на расстоянии $\lambda_в/4$ друг от друга. Дополнительный волновод имеет на одном конце согласованную поглощающую нагрузку *Н*. Если в основном волноводе волна движется слева направо (рис. 3-22, *а*), то она частично проникает через отверстия связи в дополнительный волновод. В нем волны, идущие от отверстий связи вправо, совпадают по фазе и складываются, а идущие от отверстий влево противоположны по фазе и взаимно уничтожаются. В случае, когда волна движется по основному волноводу справа налево (рис. 3-22, *б*), волны, проникающие через отверстия связи в дополнительный волновод, при распространении вправо уничтожают друг друга, а при распростране-

нии влево складываются, но поглощаются нагрузкой, которая не создает отражения волны. Таким образом, по дополнительному волноводу можно передать часть энергии волны основного волновода только при движении этой волны слева направо. Встречаются также направленные ответвители с иным числом отверстий связи, с разной формой этих отверстий и с другими конструктивными особенностями. По конечному эффекту своей работы они аналогичны рассмотренному варианту. Некоторые из них являются более широкополосными, т. е. могут нормально работать в более широком диапазоне волн.

Направленные ответвители осуществляются также для коаксиальных и симметричных линий.

3-10. Ферритовые волноводные устройства

В современных волноводных устройствах широко используются ферриты. Они получаются спеканием окиси железа с окислами некоторых других металлов и могут быть отнесены к полупроводникам. Ферриты имеют весьма высокое удельное сопротивление, и в них электромагнитные волны могут распространяться с малыми потерями энергии. При некоторых особых условиях взаимодействие поля электромагнитной волны с ферритом создает новые явления, к которым, в частности, относятся *эффект Фарадея* и *ферромагнитный* (или гиромагнитный) *резонанс*.

Эффект Фарадея заключается в том, что в электромагнитной волне, имеющей поперечное магнитное поле и проходящей по волноводу, в который помещен ферритовый стержень, подмагничиваемый постоянным продольным магнитным полем, происходит поворот плоскости поляризации. Напомним, что плоскостью поляризации обычно называют плоскость, в которой расположен вектор напряженности электрического поля волны. Поскольку в электромагнитной волне векторы E и H взаимно перпендикулярны, то поворот плоскости вектора E сопровождается поворотом на тот же угол и плоскости вектора H. Если напряженность подмагничивающего поля H_0 не слишком велика, то угол поворота плоскости поляризации волны пропорционален H_0 и длине ферритового стержня, вдоль которого движется волна.

Поворот плоскости поляризации всегда происходит по часовой стрелке, если смотреть вдоль вектора H_0, независимо от направления распространения волны.

Примером волноводного ферритового устройства с использованием эффекта Фарадея может служить *четырехплечий поляризационный циркулятор*, изображенный на рис. 3-23. В нем волна типа H_{10} из прямоугольного волновода *1* через плавный переход попадает в круглый волновод, в котором она преобразуется в волну H_{11}. Внутри круглого волновода расположен ферритовый стержень *ФС*. Для его продольного постоянного

подмагничивания служит намагничивающая катушка *НК* (вместо нее может быть применен постоянный цилиндрический магнит).

Длина ферритового стержня и намагничивающее поле подобраны так, что плоскость поляризации поворачивается на 45° против часовой стрелки, если смотреть вдоль направления движения волны (или по часовой стрелке, если смотреть вдоль направления вектора H_0). Тогда волна может пройти через плавный переход в прямоугольный волновод *2*, который повернут относительно волновода *1* на такой же угол 45°. Обратное прохождение волны из плеча *2* в плечо *1* невозможно, так как волновод *1* повернут относительно волновода *2* на 45° против часовой стрелки, а плоскость поляризации волны поворачивается по часовой стрелке. Как видно, подобный циркулятор обладает вен-

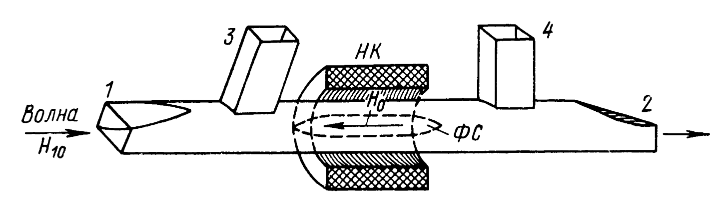


Рис. 3-23. Четырехплечий поляризационный циркулятор

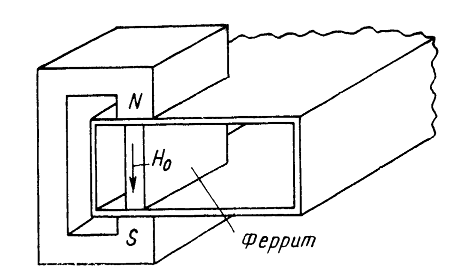
тильными свойствами, т. е. пропускает волны от плеча *1* к плечу *2*, но не наоборот. Вообще устройства, обладающие неодинаковыми свойствами при распространении волн в прямом и обратном направлениях, называют *невзаимными*.

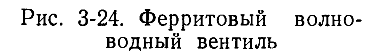
Волноводы *3* и *4* также повернуты относительно друг друга на 45°, причем волновод *3* расположен под углом 90° относительно волновода *1*. Такой же угол 90° составляют между собой волноводы *2* и *4*. Учитывая указанное взаимное положение волноводных плеч и поворот плоскости поляризации волны на 45° под влиянием феррита, нетрудно убедиться в том, что циркулятор имеет еще следующие свойства. Волна может пройти из плеча *2* в плечо *3*, из плеча *3* в плечо *4*, из плеча *4* в плечо *1*. Но волна не проходит из плеча *1* в плечи *3* и *4*, из *3* в *1* и *2*, из *2* в *4*, из *4* в *2* и *3*. Если изменить направление намагничивания с помощью изменения направления тока в НК, то волна будет проходить из плеча *1* в плечо *4*, а не в плечо *2*. Таким образом, подобный циркулятор можно применять в качестве быстродействующего переключателя волновых каналов. На использовании эффекта Фарадея построены еще многие другие волноводные устройства.

Рассмотрим теперь ферромагнитный резонанс в ферритах и его применение. Пусть на пути электромагнитной волны с частотой f помещен феррит, подмагничиваемый постоянным магнитным полем, вектор напряженности H_0 которого направлен

под прямым углом к вектору напряженности магнитного поля волны. Тогда под действием поля волны в атомах феррита электроны кроме своего обычного вращения вокруг собственной оси получат еще колебательное движение с частотой f_0, пропорциональной величине H_0. Амплитуда этого колебания будет наибольшей при равенстве частот f и f_0, т. е. при резонансе. При этом также наступает сильное поглощение ферритом энергии волны, но только для одного из направлений ее распространения. Для обратного направления поглощение будет значительно меньшим.

На этом принципе могут быть построены *ферритовые волноводные вентили.* Для того чтобы резонансная частота соответствовала дециметровым и более коротким волнам, необходимы




Рис. 3-24. Ферритовый волноводный вентиль

значения H_0 порядка несколько тысяч ампер на метр. Пример простейшего ферритового вентиля показан на рис. 3-24. Тонкая длинная пластинка феррита помещена вблизи узкой стенки волновода вдоль направления распространения волны. Намагничивание производится постоянным магнитом или электромагнитом. Если обеспечен ферромагнитный резонанс, то для пропускного направления создается очень небольшое затухание 0,5—1 дБ, а в обратном направлении затухание получается свыше 20 дБ.

Рассмотренное устройство при значительно меньших H_0 работает не как вентиль, а как невзаимный фазовращатель с малыми потерями. В этом режиме волны, распространяющиеся вдоль ферритовой пластины в прямом и обратном направлениях, имеют различную фазовую скорость. Поэтому в направлении, в котором фазовая скорость меньше, будет получаться бóльший сдвиг фазы, чем в обратном направлении.

В настоящее время разработаны и применяются еще многие другие волноводные устройства с ферритами.

3-11. Замедляющие системы

В некоторых устройствах СВЧ бывает необходимо создать электромагнитные волны, имеющие значительно сниженную фазовую скорость. Такое снижение, в частности, необходимо осуществить в ряде специальных электронных приборов, в которых фазовая скорость волны устанавливается примерно равной ско-

рости движения электронов. Для получения таких «медленных» волн применяют *замедляющие системы*, большинство которых представляет собой волноводы или линии особой конструкции.

Простейшей замедляющей системой является так называемая *спиральная линия* (рис. 3-25, *а*). Название это не совсем правильно, и более точно такую линию надо было бы именовать винтовой. В подобной линии волна распространяется вдоль провода, т. е. по винтовой линии, со скоростью, близкой к скорости света c, а в направлении вдоль оси спирали фазовая скорость $v_ф$ во столько раз меньше c, во сколько раз шаг спирали d

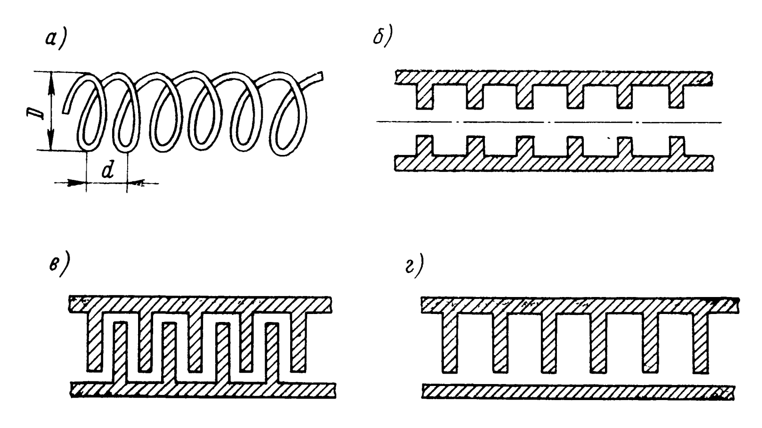


Рис. 3-25. Различные типы замедляющих систем

меньше окружности витка πD. Спиральная линия иногда выполняется с вторым осевым прямолинейным проводом.

На рис. 3-25 показаны некоторые волноводные замедляющие системы: *волновод с диафрагмами* (рис. 3-25, *б*), *волновод со встречными штырями* (рис. 3-25, *в*), система в виде *гребенки* (рис. 3-25, *г*). Замедляющие системы аналогичных типов создают также и с помощью коаксиальных линий. Во всех этих системах волна движется вдоль поверхности металла по более длинному пути, огибая все зигзаги, а фазовая скорость волны вдоль оси системы оказывается соответственно в несколько раз меньше скорости света.

Глава четвертая

КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ СВЧ

4-1. Контуры обычного типа

Каждый колебательный контур характеризуется *частотой собственных колебаний* или *резонансной частотой* f_0 и *добротностью* Q. Частота f_0, как известно, зависит от емкости и индуктивности контура.

Добротность Q есть отношение *характеристического сопротивления контура* ρ к его активному сопротивлению r, т. е.

$$Q = \rho/r.$$

Напомним, что сопротивление ρ есть реактивное сопротивление емкости или индуктивности контура для резонансной частоты:

$$\rho = 2\pi f_0 L = 1/(2\pi f_0 C).$$

Оно характеризует способность реактивных элементов контура запасать энергию. Активное сопротивление r, наоборот, характеризует безвозвратные потери энергии, происходящие в контуре во время колебаний. Поэтому его часто называют *сопротивлением потерь*.

Колебательный контур, предназначенный для того или иного радиотехнического устройства, должен иметь требующуюся резонансную частоту и, кроме того, в большинстве случаев желательно, чтобы он имел высокую добротность Q.

При повышении частоты у колебательных контуров, составленных из катушки и конденсатора, добротность уменьшается и на СВЧ становится недопустимо малой. Действительно, с повышением частоты потери энергии быстро увеличиваются. Вследствие поверхностного эффекта увеличивается сопротивление проводов. Возрастают потери в твердых диэлектриках. Особенно значительными при СВЧ становятся потери на излучение, так как размеры элементов контура получаются одного порядка с длиной волны. Контур работает как антенна и его уже нельзя считать замкнутым. Сильное излучение создает также паразитные связи этого контура с другими цепями.

Увеличение потерь приводит к возрастанию активного сопротивления контура. В то же время характеристическое сопротивление контура значительно уменьшается. Величина ρ связана с первичными параметрами контура L и C соотношением

$$\rho = \sqrt{L/C}.$$

Для повышения частоты нужно уменьшать L и C контура. Однако значительное уменьшение величины C невозможно, так как в нее входят межэлектродные емкости лампы, подключенной к контуру, и емкость монтажных элементов. Кроме того, часто приходится включать в контур для настройки конденсатор переменной емкости. Поэтому емкость контура обычно не может быть меньше 5—10 пФ. Вследствие этого приходится для получения нужной частоты уменьшать во много раз индуктивность, а потому величина ρ снижается. В результате добротность контура резко ухудшается, и в этом основная причина, заставившая применять на СВЧ иные колебательные системы.

На сантиметровых и частично на дециметровых волнах устройство контуров обычного типа становится невозможным, так

как даже короткий проводник, просто замыкающий электроды лампы, обладает слишком большой индуктивностью. Следующий пример дает представление о величине индуктивности, которой должен обладать контур, имеющий емкость $C=10$ пФ при частоте $f_0=1000$ МГц ($\lambda=30$ см). Из основной формулы для частоты

$$f_0=1/(2\pi\sqrt{LC})$$

получаем

$$L=1/\left(4\pi^2 f_0^2 C\right)\approx 1/\left(4\cdot 10\cdot 10^6\cdot 10^{12}\cdot 10\cdot 10^{-12}\right)= \\ =0{,}25\cdot 10^{-8}\,\text{Г}=0{,}0025\,\text{мкГ}.$$

Прямолинейный проводник длиной в 1 м имеет индуктивность около 1—2 мкГ. Следовательно, в данном случае индуктивность контура должна быть такой, какую имеет проводник длиной всего лишь в несколько миллиметров, что явно неосуществимо.

Таким образом, контуры обычного типа, как правило, могут быть использованы лишь на волнах не короче метровых. Только на наиболее длинных дециметровых волнах (70—100 см) встречаются контуры, у которых в качестве индуктивности используется полувиток трубки или проволоки. Емкостью такого контура обычно служит межэлектродная емкость лампы, причем для уменьшения ее влияния и для настройки контура включают последовательно конденсатор переменной емкости с максимальной емкостью в несколько пикофарад. Подобные контуры обладают довольно низкой добротностью, но все же они применяются любителями довольно часто, главным образом в приемниках и волномерах для диапазона частот 430—440 МГц.

4-2. Колебательные системы в виде резонансных линий

В гл. 2 было показано, что разомкнутая или короткозамкнутая линии, имеющие длину, кратную $\lambda/4$, эквивалентны последовательному или параллельному резонансному контуру. Отрезки симметричных или коаксиальных линий служат наиболее распространенными колебательными системами для диапазона дециметровых волн.

В большинстве приемных и передающих схем встречаются главным образом параллельные контуры, например анодные контуры в каскадах усиления высокой частоты и в генераторах. Поэтому основным типом контура для дециметровых волн служит четвертьволновый отрезок короткозамкнутой симметричной или коаксиальной линии. Входное сопротивление такой линии при настройке в резонанс имеет весьма большую величину и является чисто активным. При расстройке в ту или иную сто-

рону от резонанса входное сопротивление уменьшается и приобретает емкостный или индуктивный характер. Как известно, именно так изменяется вблизи резонанса полное сопротивление параллельного резонансного контура.

Резонансные линии, работающие в качестве колебательных контуров, обладают очень высокой добротностью, доходящей до нескольких тысяч. Зависимость добротности линии, работающей на основной частоте, от параметров линии и длины волны дается формулой:

$$Q=2\pi Z_{в}/\lambda R_1,$$

где $Z_{в}$ — волновое сопротивление линии, Ом; R_1 — ее погонное сопротивление потерь, Ом/м; λ — рабочая длина волны, м.

Например, для коаксиальной линии, имеющей $Z_{в}=60$ Ом и $R_1=0{,}1$ Ом/м, при длине волны $\lambda=60$ см получаем

$$Q=2\cdot 3{,}14\cdot 60/(0{,}6\cdot 0{,}1)=6280.$$

Из формулы видно, что с уменьшением длины волны, т. е. с повышением частоты, добротность увеличивается, так как λ стоит в знаменателе. При этом, правда, возрастает R_1, но не так значительно.

Величина R_1 в омах на метр определяется приближенно для симметричной линии по формуле $R_1=3/(d\sqrt{\lambda})$, где d — диаметр провода в миллиметрах и λ — длина волны в метрах, а для коаксиальной линии — по формуле $R_1=1{,}5\left(\frac{1}{D}+\frac{1}{d}\right)\Big/\sqrt{\lambda}$, где D и d — диаметры внешнего и внутреннего проводов в миллиметрах.

Повышение добротности при уменьшении длины волны — большое преимущество резонансных линий по сравнению с обычными контурами.

Если изменять диаметр проводов линии и расстояние между ними, то добротность будет изменяться. Наибольшая добротность получается для симметричной линии в случае, когда $b/d=3$, для коаксиальной линии — при отношении диаметров, равном 3,6. При отклонении от этих наивыгоднейших геометрических размеров добротность уменьшается сравнительно медленно. На практике обычно размеры линий выбираются из конструктивных соображений и могут значительно отличаться от наивыгоднейших.

Как отмечалось в гл. 2, линия в отличие от обычного контура может резонировать не только на основной частоте, но и на высших гармониках. При работе линии на основной частоте добротность получается наибольшей, так как длина линии в этом случае наименьшая. А если в качестве параллельного контура применить короткозамкнутую линию, работающую, например, на третьей гармонике, то ее длина должна быть равна не $\lambda/4$, а $0{,}75\,\lambda$, т. е. втрое больше. Потери в ней будут, конечно, больше и добротность уменьшится.

Резонансная линия обычно подключена к лампе, и поэтому к входу линии присоединена межэлектродная емкость (рис. 4-1). В этом случае колебательной системой служит линия совместно с емкостью лампы C и для получения резонанса на некоторой частоте f_0 необходимо, чтобы входное сопротивление линии $Z_{вх}$ было индуктивным и равным емкостному сопротивлению $1/(2\pi f_0 C)$. Короткозамкнутая линия имеет индуктивное входное сопротивление при длине, меньшей, чем $\lambda/4$. Таким образом, практически приходится брать не четвертьволновую, а более короткую линию.

В любительской аппаратуре на диапазоне частот 430—440 МГц (особенно в передатчиках) часто применяют контуры

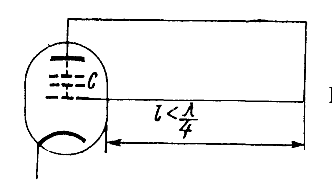


Рис. 4-1. Контур в виде короткозамкнутой линии

в виде резонансных симметричных линий, сделанных из медных или алюминиевых трубок, стержней или полос. Такие контуры наиболее просты, хотя и уступают по качеству контурам в виде коаксиальных линий.

4-3. Настройка резонансных линий

Настройка резонансных линий на разные частоты необходима в диапазонных приемниках и передатчиках. Но и при работе на одной частоте должна быть возможность подстройки на нужную частоту.

Симметричную резонансную линию настраивают чаще всего с помощью подвижного короткозамыкателя, перемещая который вдоль линии можно менять ее длину (рис. 4-2, *а*). Недостаток этого метода заключается в непостоянстве трущегося контакта. Чтобы устранить его, нередко линию настраивают конденсатором переменной емкости, включаемым на ее вход (рис. 4-2, *б*). Увеличение его емкости дает настройку на более длинную волну. Иногда конденсатор для настройки включают в конец линии вместо короткозамыкателя (рс. 4-2, *в*). Тогда, если емкость его велика, а, следовательно, сопротивление мало, то линия близка к короткозамкнутой и резонансная длина волны примерно в 4 раза больше длины линии. В случае же наименьшей емкости линия близка к разомкнутой и резонансная длина волны примерно в 2 раза длиннее линии. Практически удается получить диапазон с отношением $\lambda_{макс}/\lambda_{мин}$ несколько меньше 2.

Оригинальный метод настройки линии состоит в изменении скорости распространения волн вдоль линии. Частота колебаний

f, длина волны λ и скорость распространения v связаны известной зависимостью $f=v/\lambda$. Из нее следует, что при одной и той же длине волны различным значениям скорости соответствуют различные частоты.

Если взять короткозамкнутую линию с некоторой постоянной длиной l, то она будет эквивалентна резонансному параллельному контуру, когда $l=\lambda/4$ или $\lambda=4l$ (для работы на основной частоте). Это условие можно сохранить для различных частот,

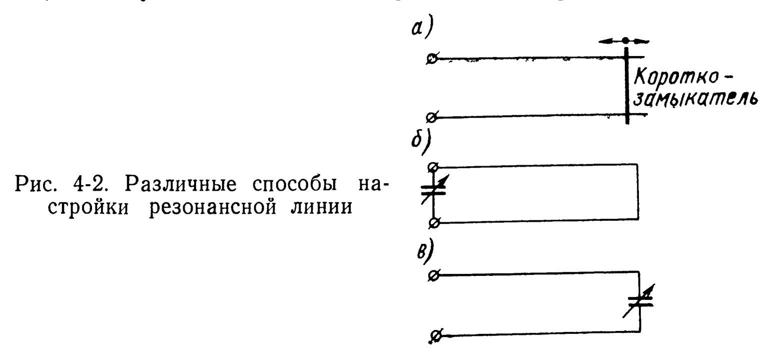


Рис. 4-2. Различные способы настройки резонансной линии

если пропорционально частоте изменять скорость распространения. У обычных линий скорость распространения волн близка к скорости света и зависит от погонных параметров линии

$$v=1/\sqrt{L_1C_1}.$$

Видно, что v можно изменять с помощью изменения одного из параметров L_1 и C_1 при постоянстве второго или при одновременном изменении L_1 и C_1 в одну и ту же сторону. Например, в ко-

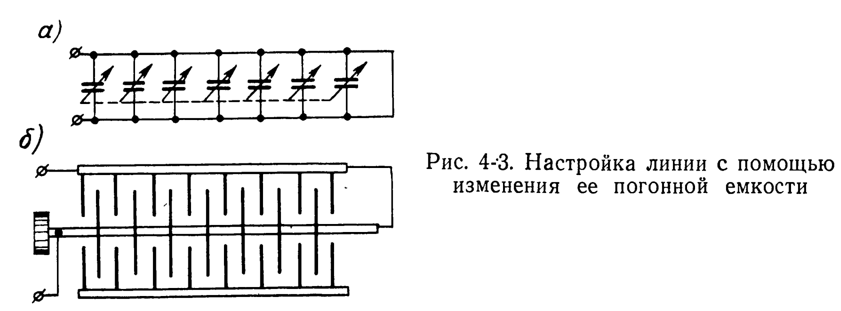


Рис. 4-3. Настройка линии с помощью изменения ее погонной емкости

лебательной системе, приведенной на рис. 4-3, *а*, вдоль четвертьволновой короткозамкнутой линии расположен ряд переменных емкостей, которые дают возможность изменять погонную емкость C_1 без изменения величины L_1, так как расстояние между проводами, несущими ток, не изменяется. В простейшем случае подобной колебательной системой может быть конденсатор переменной емкости, замкнутый на одном конце (рис. 4-3, *б*). Ось

ротора служит одним проводом линии, а болты, на которых собран статор, служат вторым проводом. Геометрическая длина такого конденсатора значительно меньше, чем $\lambda/4$. Следует напомнить, что у обычной линии при сближении проводов C_1 увеличивается, но L_1 во столько же раз уменьшается, так что произведение L_1C_1, а следовательно, и скорость v остаются неизменными.

Колебательные системы в виде симметричных линий обладают тем недостатком, что они создают значительное внешнее электромагнитное поле. Вследствие этого образуются паразитные связи с другими цепями и потери энергии на излучение

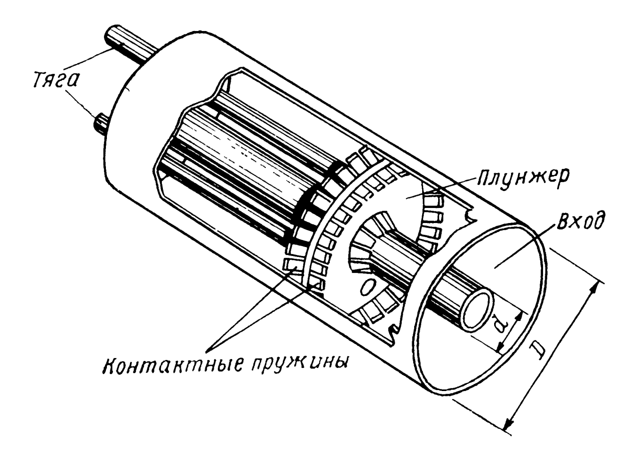


Рис. 4-4. Настройка коаксиальной линии с помощью короткозамыкающего плунжера

В таких линиях весьма заметны потери в самих проводах, имеющих сравнительно малый диаметр. Для устранения излучения и паразитных связей иногда применяют экранировку линий.

Более высокими качествами обладают контуры, сделанные из коаксиальных линий. Потери в них малы, так как провода имеют большую поверхность, а излучение отсутствует благодаря тому, что внешний проводник представляет собой экран. Устраняются и паразитные связи с другими цепями. Все точки наружной поверхности внешнего провода коаксиальной линии имеют нулевой потенциал, и поэтому линию можно монтировать без изоляции. Коаксиальные резонансные линии удобны еще потому, что для работы с ними выпускаются специальные лампы с выводами от электродов цилиндрической формы. Такие выводы вместе с внешним коаксиальным контуром составляют один контур.

Коаксиальные контуры чаще всего настраивают изменением их длины или изменением емкости на входе линии. В первом случае вдоль линии перемещается короткозамыкающий поршень-плунжер (рис. 4-4). Этот метод позволяет вести настройку

в довольно широких пределах. Необходимо, чтобы плунжер перемещался легко и плавно и вместе с тем имел хороший контакт по всей окружности как с внешним, так и с внутренним проводниками. Для получения лучшего контакта по окружности плунжера делают гибкие контактные пружины.

Были предложены многочисленные конструкции плунжеров, но все же трущийся контакт создает значительные потери и не обладает постоянством. Можно устранить трущийся контакт и сделать небольшой зазор между плунжером и проводниками линии. Тогда линия будет уже не короткозамкнутая, а нагруженная емкостью, образованной этим зазором. При таком бесконтактном плунжере настройка осуществляется на более узкий диапазон. Кроме того, трудно получить постоянство настройки, так как возможны изменения величины зазора.

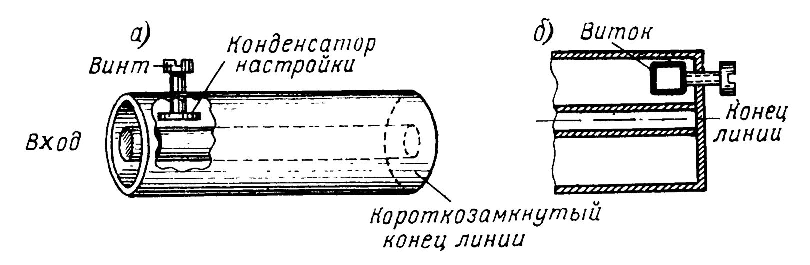


Рис. 4-5. Настройка линии с помощью конденсатора *(а)* и с помощью короткозамкнутого витка *(б)*

Часто применяется настройка с помощью конденсатора переменной емкости на входе коаксиальной линии. Однако устройство такого конденсатора с изменением емкости в больших пределах представляет трудности. Его легче осуществить в контурах приемников и маломощных генераторов, где напряжения невысокие, а следовательно, возможно установить малое расстояние между обкладками конденсатора. В более мощных генераторах, работающих с высокими напряжениями, это расстояние должно быть значительным. Простая конструкция подобного конденсатора показана на рис. 4-5,*а*, но она не позволяет проводить настройку в достаточно широком диапазоне.

Настройка коаксиальной линии изменением емкости на ее конце менее удобна, так как приходится устранять короткое замыкание на конце линии и в этом месте возникает излучение. Настройку изменением погонной емкости в коаксиальной линии осуществить трудно.

Представляет интерес настройка короткозамкнутым витком (рис. 4-5,*б*), поворачивая который, можно изменять индуктивность линии. Этот метод дает настройку в небольшом диапазоне. Для более значительного изменения индуктивности необходимо увеличивать размеры витка, толщину его провода и помещать

его возможно ближе к концу линии, где магнитное поле наиболее сильное. Наименьшая индуктивность получается при положении витка, изображенном на рис. 4-5, *б*, а при повороте его на 90° индуктивность наибольшая.

4-4. Связь резонансных линий с другими цепями

Связь резонансных линий с другими цепями применяется как для отбора энергии электромагнитного поля от этих линий, так и для подведения к ним энергии. Симметричные линии чаще всего связывают с другими цепями *индуктивно*. Для связи приме-

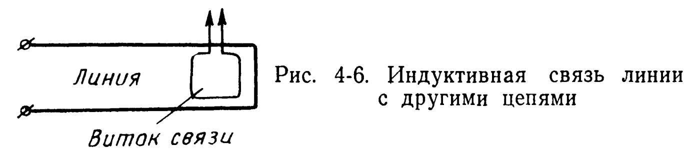


Рис. 4-6. Индуктивная связь линии с другими цепями

няется виток или полувиток провода (рис. 4-6). Чем больше размеры этого витка и чем ближе он к короткозамкнутому концу линии, тем сильнее связь. Связь будет более сильной, если плоскости линии и витка параллельны друг другу, особенно если

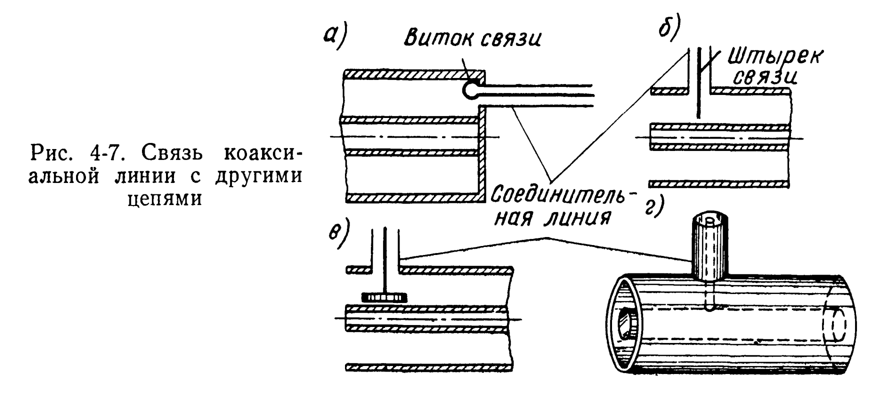


Рис. 4-7. Связь коаксиальной линии с другими цепями

виток расположен в плоскости самой линии. В этом случае виток пронизывается наиболее сильным магнитным потоком. Изменение связи достигается перемещением витка относительно линии, например поворотом плоскости витка относительно плоскости линии.

Коаксиальная резонансная линия, будучи соединена с электронной лампой, представляет собой полностью экранированную систему. Поэтому элементы связи нужно вводить внутрь линии. На рис. 4-7 показаны основные виды связи.

Индуктивная или *магнитная связь* (рис. 4-7, *а*) осуществляется с помощью витка связи, который обычно служит окончанием коаксиальной линии и располагается вблизи конца ли-

нии, где магнитное поле наиболее сильное. Для изменения связи виток поворачивают, и тогда изменяется магнитный поток, пронизывающий виток.

Емкостная или *электрическая связь* показана в двух вариантах на рис. 4-7, *б* и *в*. В этом случае внутрь линии в радиальном направлении вводят *штырек* (зонд). Благодаря тому, что он располагается вдоль электрических силовых линий, в нем создается некоторая переменная э. д. с. (при отборе энергии). Штырек обычно представляет собой конец внутреннего провода коаксиального кабеля. Чем больше длина этого штырька, т. е. чем глубже он «погружен» в электрическое поле, тем сильнее связь. Иногда на конец штырька устанавливают пластинку (рис. 4-7, *в*). Приближая ее к внутреннему проводу резонансной линии, связь можно усилить. Связь тем сильнее, чем ближе штырек к пучности напряжения, т. е. началу линии, где электрическое поле наиболее сильное.

В некоторых схемах применяется *непосредственная связь* (рис. 4-7, *г*), аналогичная автотрансформаторной связи. Ее недостаток — невозможность изменения величины связи.

4-5. Объемные резонаторы

Резонансные линии служат колебательными системами для дециметровых волн, но на сантиметровых волнах длина линии получается такого же порядка, как и ее диаметр, и о линии уже говорить нельзя. Даже на наиболее коротких дециметровых волнах (10—30 см) применение резонансных линий становится неудобным.

Основным типом колебательных систем для сантиметровых волн и отчасти для дециметровых служат *объемные резонаторы* (*объемные контуры* или *полые резонаторы*).

На рис. 4-8 показан переход от контура с сосредоточенными параметрами к объемному резонатору. Пусть контур имеет конденсатор с емкостью C, образованный двумя круглыми пластинками, и прямоугольный виток с индуктивностью L_1 (рис. 4-8, *а*). Как мы знаем, добротность такого контура на СВЧ получается весьма низкой. Если подключить к конденсатору параллельно несколько витков (рис. 4-8, *б*), то индуктивность и активное сопротивление уменьшатся. В результате этого повысятся собственная частота контура f_0 и его добротность Q. Например, если включить 25 витков, то индуктивность уменьшится в 25 раз, а частота увеличится в 5 раз, так как

$$L = L_1/25 \text{ и } f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}).$$

Характеристическое сопротивление контура уменьшится в 5 раз, что следует из формулы $\rho = \sqrt{L/C}$, а активное сопротивление контура r уменьшится в 25 раз (если считать его сосредоточенным только в витках). Поэтому добротность контура,

равная $Q = \rho/r$, возрастет в 5 раз. Увеличивая число витков, присоединяемых к конденсатору C, придем к случаю, когда все витки сольются в одну общую замкнутую металлическую поверхность (рис. 4-8, *в*). Если для этого надо N витков, то на основании приведенного выше примера можно считать, что резонансная частота и добротность возрастут в $\sqrt{N}$ раз.

Таким образом, колебательный контур превратился в металлическую коробку цилиндрической формы, представляющую собой вариант объемного резонатора. При этом добротность контура возрастет не в $\sqrt{N}$ раз, а больше вследствие того, что виток контура превратился в замкнутую металлическую поверхность, которая представляет собой хороший экран, и поэтому электромагнитное поле существует только внутри резонатора.

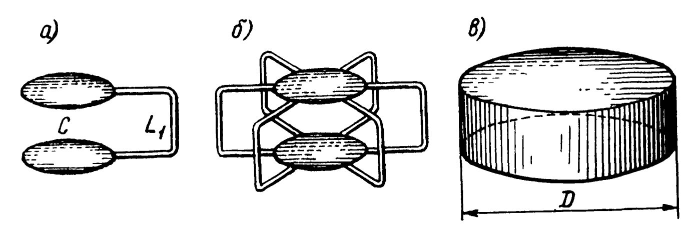


Рис. 4-8. Переход от обычного контура *(а)* к объемному резонатору *(в)*

Объемный резонатор подобно коаксиальной резонансной линии представляет собой экранированную колебательную систему, в которой потери на излучение отсутствуют и нет внешнего поля, способного создать паразитные связи с другими цепями. В объемном резонаторе нет потерь в твердых диэлектриках и активное сопротивление стенок резонатора очень мало благодаря их большой поверхности. В результате этого, если от резонатора не отбирается энергия, то его добротность доходит до десятков тысяч. Удобно то, что наружная поверхность объемного резонатора имеет нулевой потенциал и не несет на себе токов. Поэтому объемные резонаторы могут монтироваться без изоляции.

Колебательный процесс в резонаторе представляет собой стоячие электромагнитные волны, возникшие из-за отражения волн от стенок резонатора. Поэтому его линейные размеры обычно составляют около половины длины волны.

На рис. 4-9 показаны силовые линии электрического и магнитного полей в *цилиндрическом резонаторе*, являющемся одним из простейших по конструкции. Электрические силовые линии (сплошные) идут от одного основания цилиндра к другому, а магнитные силовые линии, показанные штрихом, в виде колец окружают электрическое поле. Такая структура поля — простейшая, но в объемных резонаторах могут существовать колебания и других видов, имеющие различную структуру поля.

Исторически одним из первых был *тороидальный резонатор* (рис. 4-10, *а*). Электрическое поле в нем сосредоточено главным образом в средней части между двумя дисками, а магнитные силовые линии расположены кольцами вокруг электрического поля. Однако такой резонатор сложен в изготовлении. Наиболее распространенные виды тороидальных резонаторов показаны на рис. 4-10, *б* и *в*.

Резонаторы, изображенные на рис. 4-10, *б* и *в*, называют иначе *коаксиальными*. Действительно, резонатор на рис. 4-10, *в*

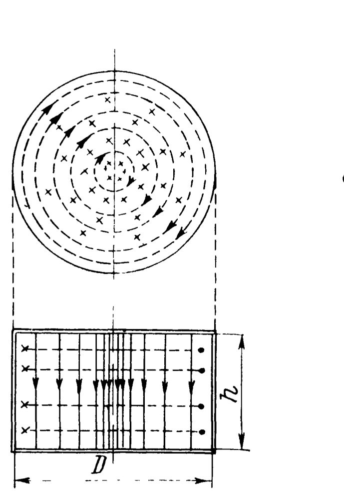


Рис. 4-9. Поле в цилиндрическом объемном резонаторе

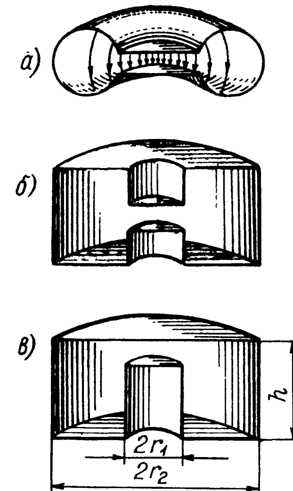


Рис. 4-10. Виды тороидальных резонаторов

составлен из двух коаксиальных цилиндров и напоминает коаксиальную линию, короткозамкнутую на одном конце и имеющую емкость на другом. Но все же его нельзя назвать линией, так как размеры внутренней полости одного порядка в радиальном и осевом направлениях, а у линии длина значительно больше разности радиусов. Конечно, резкой границы между коаксиальным объемным резонатором и коаксиальной линией провести нельзя. Если у коаксиального объемного резонатора увеличивать отношение высоты h к радиальному размеру $r_2 - r_1$, то резонатор постепенно превратится в коаксиальную линию.

В некоторых случаях применяют резонаторы, подобные изображенным на рис. 4-10, *б* и *в*, но имеющие размер $r_2 - r_1$ значительно больше высоты h. Их называют резонаторами типа *радиальной линии*. Иногда применяются объемные резонаторы прямоугольной формы. Возможно устройство резонаторов и многих других форм.

4-6. Виды колебаний в объемных резонаторах

Объемный резонатор в отличие от обычного колебательного контура имеет не одну собственную частоту, а множество резонансных частот. Это свойство характерно для колебательных систем с распределенными параметрами, и мы уже встречались с ними, рассматривая резонансные линии. У линий резонанс на той или иной гармонике определяется числом четвертей или половин стоячей волны, укладывающихся вдоль линии. В объемных резонаторах различное число стоячих полуволн может укладываться не в одном направлении, а вдоль всех трех размеров. Так как эти размеры могут находиться в любом отношении между собой, то резонансные частоты объемного резонатора нельзя назвать гармониками. Они не обязательно в целое число раз больше основной частоты.

Для классификации видов колебаний в объемных резонаторах применяется система обозначений, аналогичная той, которая используется для волноводов. Чтобы познакомиться с ней, выясним возможность превращения волновода в объемный резонатор.

Прямоугольный или цилиндрический объемный резонатор можно рассматривать как короткий волновод, закрытый с обоих концов металлическими стенками. Вдоль него бегущие волны распространяться не могут, и поэтому режим стоячих волн в нем получится не только в поперечном сечении, но и в продольном направлении. Резонанс будет наблюдаться на частотах, для которых вдоль волновода укладывается целое число стоячих полуволн $\lambda_в/2$. Соответственно этому для указания вида колебаний в объемном резонаторе берут обозначение соответствующей волны в волноводе, но только добавляют третью цифру в индексе, которая показывает число стоячих полуволн в осевом направлении.

Простейший вид колебаний, поле для которого было показано на рис. 4-9, имеет обозначение E_{010} или TM_{010}. Его следует понимать так, что магнитные силовые линии расположены только в поперечной плоскости, т. е. перпендикулярно к оси, причем вдоль полуокружности стоячих волн нет (первая цифра индекса — нуль) и вдоль оси их также нет (третья цифра — нуль), а вдоль радиуса имеется один максимум (вторая цифра — единица).

Для этого типа колебаний характерно то, что собственная частота не зависит от высоты резонатора h, а определяется только его диаметром D:

$$f_0 = 22\,900/D$$

или

$$\lambda = 1{,}3D,$$

где f_0 выражена в мегагерцах, а λ и D — в сантиметрах.

Структура полей для некоторых других типов колебаний в том же резонаторе изображена на рис. 4-11. На рис. 4-11,*а* показано поле для колебаний типа H_{011} (или TE_{011}), а на рис. 4-11,*б* дана структура поля колебаний типа H_{111}.

Возможно также возбуждение других колебаний высших порядков, частоты которых в большинстве случаев не кратны основной (низшей) частоте. Для этих колебаний цифры в индексе могут быть 2, 3, 4 и т. д., что означает распределение вдоль соответствующего размера не одной, а двух, трех, четырех и т. д. стоячих полуволн.

а) б)

Рис. 4-11. Распределение поля для волн типов H_{011} (*а*) и H_{111}(*б*) в цилиндрическом объемном резонаторе

Получение в резонаторе колебаний того или иного типа зависит от частоты возбуждающих резонатор внешних колебаний и от способа возбуждения, т. е. от устройства для возбуждения. Колебания высших порядков обычно не используются. Однако они могут возникнуть как вредные (паразитные) колебания.

4-7. Связь объемных резонаторов с другими цепями

Связь объемных резонаторов с другими цепями, в частности с другими резонаторами, осуществляется так же, как и в волноводах. Элементы связи служат либо для возбуждения колебаний в резонаторах либо для отбора от них энергии.

Электрическая связь осуществляется с помощью штырька (рис. 4-12, *а*), а магнитная связь — с помощью витка (рис. 4-12, *б*). Все, что говорилось о них применительно к волноводам, относится и к объемным резонаторам. Эти виды связи аналогичны емкостной и индуктивной связям. На рис. 4-12,*в* и *г* показаны эквивалентные схемы, подчеркивающие это сходство. Нередко электрическая или магнитная связь применяется в резонаторе

дважды: один раз для возбуждения колебаний, а другой раз — для отбора энергии (рис. 4-13).

Связь объемных резонаторов с волноводами делается часто *дифракционная* — через отверстие, причем для согласования обычно устанавливают диафрагмы (рис. 4-14). В некоторых устройствах связь с резонатором осуществляют с помощью

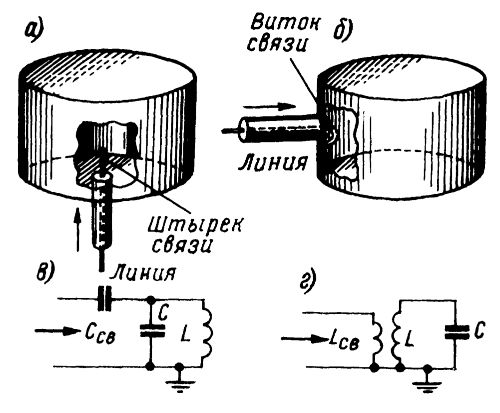


Рис. 4-12. Электрическая (*а*) и магнитная (*б*) связь резонатора с другими цепями и их эквивалентные схемы (*в* и *г*)

электронного потока, для пропускания которого в противоположных стенках резонатора делают отверстия (рассматривается в гл. 5).

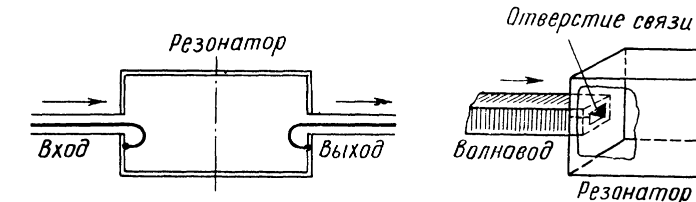


Рис. 4-13. Связь резонатора с двумя цепями

Рис. 4-14. Дифракционная связь волновода с объемным резонатором

Добротность объемных резонаторов, связанных с другими цепями, получается меньше, чем при отсутствии связи. Отбор энергии от резонатора равносилен увеличению в нем потерь. Поэтому нужно различать *добротность самого резонатора*, не имеющего связи с другими цепями, и *добротность нагруженного резонатора.*

4-8. Настройка объемных резонаторов

Настраивать объемные резонаторы на необходимый диапазон частот можно с помощью изменения их объема различными способами. Подвижный поршень (рис. 4-15, *а*) обладает теми же

недостатками, что и в коаксиальной резонансной линии. Часто встречается конструкция, показанная на рис. 4-15, *б*, в которой внутренний цилиндр резонатора может ввинчиваться и вывинчиваться, что дает настройку в широком диапазоне. Если цилиндр полностью вывинчен, то резонатор будет цилиндрическим и частота его получается наиболее высокой. При постепенном ввинчивании цилиндра резонатор превращается в коаксиальный и собственная частота у него понижается. Иногда у резонатора делают гофрированную стенку, которую можно прогибать с помощью нажимного винта (рис. 4-15, *в*).

Другой метод настройки состоит во включении в резонатор конденсатора переменной емкости. Перемещение внутри резона-

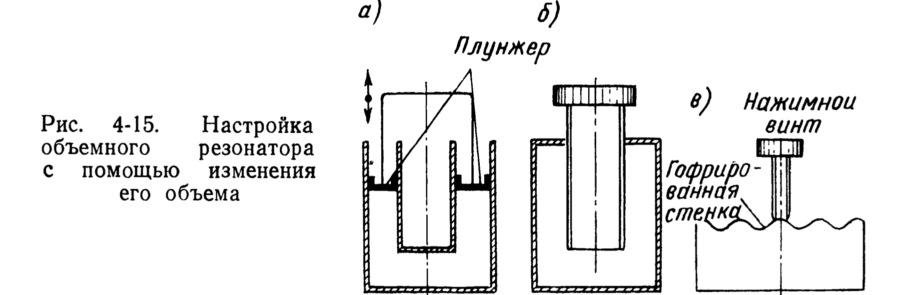


Рис. 4-15. Настройка объемного резонатора с помощью изменения его объема

тора винта с пластинкой дает также некоторое изменение объема, но основное влияние на частоту оказывает изменение емкости в пучности электрического поля или вблизи нее. Увеличение этой емкости дает уменьшение собственной частоты резонатора.

Для изменения частоты в небольших пределах для подстройки часто применяют ввинчивание винтов внутрь резонатора.

Иногда используют вращение короткозамкнутого витка или металлического диска в пучности магнитного поля или вблизи нее. Такой способ дает повышение собственной частоты. Оно наибольшее в случае, когда плоскость витка или диска перпендикулярна к магнитным силовым линиям.

Существующие устройства для настройки коаксиальных резонансных линий и объемных резонаторов все же не совершенны. Во многих случаях они имеют трущиеся контакты, и в этом заключается их главный недостаток. Кроме того, очень трудно получить изменение частоты в широком диапазоне. Радиолюбителям-конструкторам следует обратить внимание на разработку новых способов настройки этих колебательных систем без применения трущихся контактов.

4-9. Колебательные контуры типа «бабочка»

Для дециметровых волн предложено еще много других колебательных контуров, большинство которых представляет собой нечто среднее между обычным контуром и колебательной системой с распределенными параметрами.

Представляет интерес контур типа «бабочка» (рис. 4-16, *а*), который относится к контурам с сосредоточенными параметрами. Конструкция его напоминает конденсатор переменной емкости. Пластины ротора и статора имеют два сектора по 90°, причем ротор никуда не включен, а у статора секторы соединены ду-

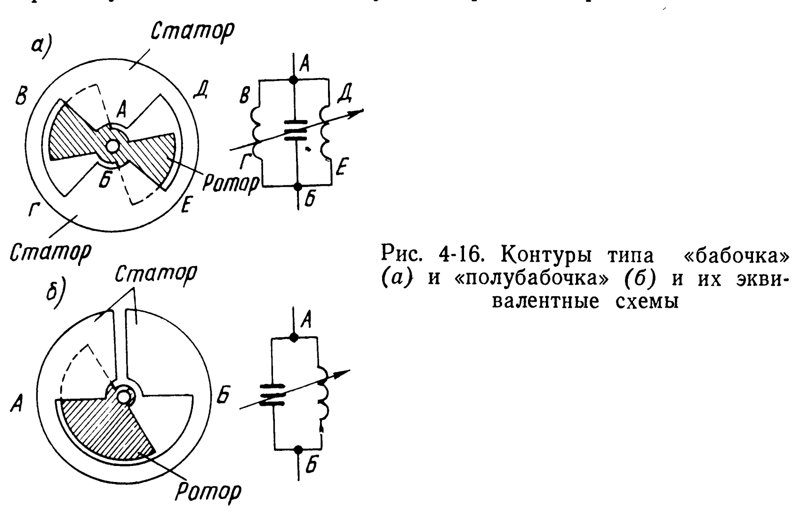


Рис. 4-16. Контуры типа «бабочка» (*а*) и «полубабочка» (*б*) и их эквивалентные схемы

гами *ВГ* и *ДЕ*. Число пластин обычно равно 5—7. Контур включается в точках *А* и *Б* и тогда его резонансное сопротивление получается наибольшим.

Из эквивалентной схемы такого контура видно, что имеются две индуктивные ветви по $^1/_4$ витка каждая (дуги *ВГ* и *ДЕ*) и емкостная ветвь из двух последовательно включенных конденсаторов переменной емкости. В положении наибольшей емкости индуктивность также наибольшая, а, следовательно, частота — наименьшая. При повороте ротора на 90° емкость станет наименьшей и индуктивность также уменьшится. Это объясняется тем, что ток в дуге *ВГ* или *ДЕ* индуктирует в близко расположенных роторных пластинах вихревые токи, магнитное поле которых противоположно по направлению полю токов в дугах. Поэтому результирующее поле становится слабее и индуктивность уменьшается. В этом положении частота получается наивысшая.

Достоинство контура «бабочка» именно в том, что одновременно меняются емкость и индуктивность, вследствие чего получается довольно широкий диапазон частот (иногда 200—

1000 МГц). Такие высокие частоты получаются благодаря последовательному соединению двух конденсаторов и параллельному соедикению двух малых индуктивностей. Недостатки этого контура: сравнительно невысокая добротность, отсутствие экранировки и поворот ротора только на 90°. Последний недостаток устранен в контуре типа «полубабочка» (рис. 4-16, *б*). В нем есть лишь одна индуктивность в виде полувитка и ротор поворачивается на 180°. Контуры «бабочка» и «полубабочка» применяют иногда в гетеродинах и волномерах для дециметровых волн.

4-10. Спиральные резонаторы

С целью уменьшения размеров колебательных систем в последнее время для частот до 3 ГГц нашли некоторое применение спиральные резонаторы, имеющие длину во много раз меньше, а добротность лишь незначительно меньше, чем у коаксиальных резонансных линий.

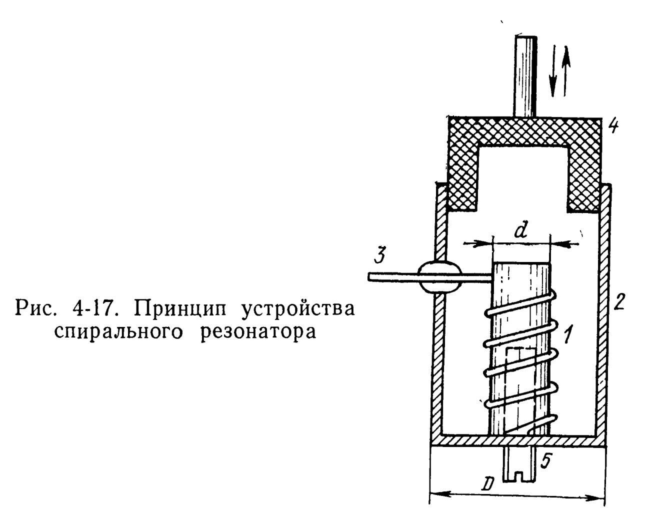


Рис. 4-17. Принцип устройства спирального резонатора

На рис. 4-17 изображено устройство спирального резонатора. Он представляет собой однослойную цилиндрическую катушку *1*, находящуюся в экране *2* цилиндрической или прямоугольной формы. Один конец катушки соединен с экраном, а другой является выводом (*3*). Такой резонатор можно рассматривать как четвертьволновую короткозамкнутую линию, у которой внутренний провод в виде катушки выполняет роль замедляющей системы, за счет чего получается значительное уменьшение длины линии. Экран является внешним проводом линии. При цилиндрическом экране с диаметром D максимальная добротность будет при отношении величины D к диаметру катушки d,

равном 1,8. Нагруженный резонатор может иметь добротность порядка сотен.

Изменение собственной частоты спиральных резонаторов на несколько процентов можно производить изменением емкости между экраном и выводом *3* катушки, вдвиганием внуть экрана диэлектрического плунжера *4* или ввинчиванием внутрь катушки винта *5* из магнитодиэлектрика или диамагнитного металла (латунь). Настройка в более широком диапазоне частот осуществляется с помощью конденсатора переменной емкости, подключенного между выводом *3* и экраном.

Спиральные резонаторы успешно применяют для входных цепей СВЧ-приемников, а также в качестве колебательных систем генераторов и усилителей. Из двух подобных связанных резонаторов устраиваются полосовые фильтры, причем связь между резонаторами делается либо автотрансформаторная, либо емкостная, либо дифракционная через щели-диафрагмы, прорезанные в общей стенке экранов двух связанных резонаторов.

Разработка новых типов колебательных систем для СВЧ представляет весьма интересную задачу, на которую должны обратить внимание радиолюбители-конструкторы.

Глава пятая

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ ДЛЯ СВЧ

5-1. Работа обычных ламп на СВЧ

Влияние межэлектродных емкостей и индуктивностей выводов. Между любыми двумя электродами лампы имеется емкость. Вывод от любого электрода обладает индуктивностью. На рис. 5-1 показаны для примера триод с его собственными емкостями и индуктивностями и его эквивалентная схема. Эти емкости и индуктивности, прежде всего, изменяют параметры колебательных систем, подключенных к лампе. В результате уменьшается собственная частота этих колебательных систем и становится невозможной настройка их на частоту выше некоторой предельной.

Для каждой лампы характерна предельная частота $f_{пред}$, которая соответствует колебательному контуру, получающемуся при коротком замыкании выводов от электродов. Например, если замкнуть накоротко анод и сетку триода, как показано штриховой линией на рис. 5-1, то образуется контур, у которого емкость и индуктивность равны:

$$C = C_{а\text{-}с} + C_{а\text{-}к}C_{с\text{-}к}/(C_{а\text{-}к} + C_{с\text{-}к});$$

$$L = L_а + L_с + L_{пр},$$

где $L_{пр}$ — индуктивность замыкающего провода.

Работа лампы с внешним колебательным контуром возможна лишь на частотах ниже $f_{пред}$. Возьмем для примера лампу, имеющую $C=10$ пФ и $L=0{,}016$ мкГ. Предельная частота у нее

$$f_{пред}=1/(2\pi\sqrt{LC})=1/(2\pi\sqrt{0{,}016\cdot10^{-6}\cdot10\cdot10^{-12}})\approx$$

$$\approx400\cdot10^{6}\ Гц=400\ МГц,$$

что соответствует длине волны 75 см. Очевидно, что эта лампа непригодна для дециметрового диапазона, так как при наличии внешнего контура получится резонансная частота заметно ниже 400 МГц.

Индуктивности и емкости лампы, будучи включены в те или иные ее цепи, создают нежелательные положительные или отри-

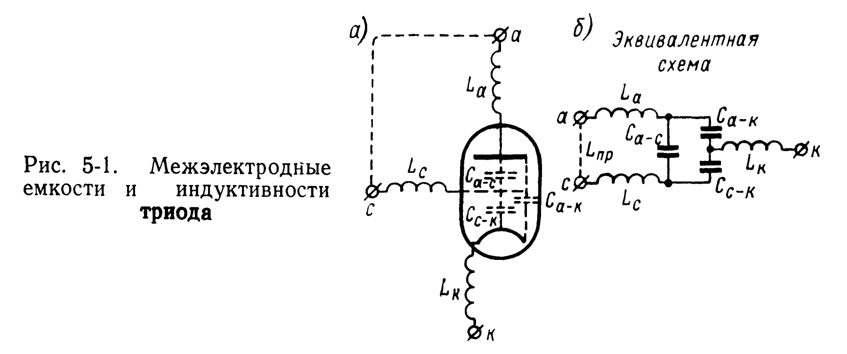


Рис. 5-1. Межэлектродные емкости и индуктивности **триода**

цательные обратные связи и фазовые сдвиги, которые во многих случаях ухудшают работу схемы. Особенно сильно влияет индуктивность катодного вывода $L_к$. Она входит в анодную и сеточную цепи и создает обратную связь, вследствие которой изменяется режим работы и уменьшается входное сопротивление лампы, т. е. сопротивление между сеткой и катодом, на которое нагружается источник усиливаемого напряжения. Межэлектродные емкости также способствуют уменьшению входного сопротивления лампы. Кроме того, эти емкости, имея на СВЧ весьма небольшое сопротивление, могут вызвать в более мощных лампах появление значительных емкостных токов, нагревающих выводы от электродов и создающих дополнительные потери энергии. Так, например, емкость сетка — катод, равная 4 пФ, на частоте 1000 МГц ($\lambda=30$ см) имеет сопротивление 40 Ом. Если к ней приложено переменное напряжение 40 В, то возникает емкостный ток 1 А!

Влияние инерции электронов. Вследствие того, что электроны имеют массу, они не могут мгновенно пролетать расстояние между электродами. На СВЧ время пролета электронов в лампе, несмотря на свою весьма малую величину (10^{-8}—10^{-10} с), соизмеримо с периодом колебаний. Лампа перестает быть малоинерционным прибором. Принято говорить, что на СВЧ проявляется

инерция электронов. Инерция электронных процессов в лампе создает вредные фазовые сдвиги, искажает форму импульсов анодного тока и служит причиной возникновения значительных сеточных токов. В результате получаются резкое снижение входного сопротивления лампы, увеличение потерь энергии в лампе а также уменьшение полезной мощности.

Инерция электронов не влияет на работу лампы на частотах, соответствующих диапазонам метровых и более длинных волн. Действительно, если период колебаний T много больше, чем время пролета электронов в лампе $t_{пр}$, то переменные напряжения на электродах лампы за это время не успеют значительно измениться. Это наглядно показывают графики на рис. 5-2, изображающие изменение напряжений на сетке и на аноде неко-

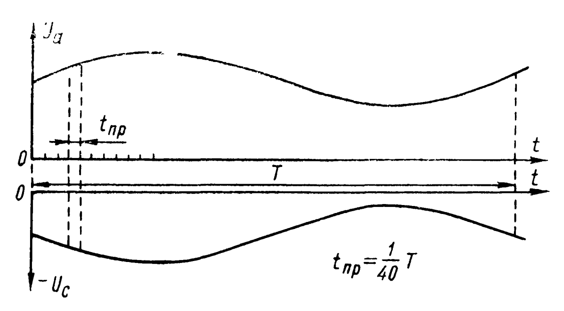


Рис. 5-2. Сравнение времени пролета с периодом колебаний для случая не очень высоких частот

торой усилительной лампы для случая, когда период колебаний в 40 раз больше времени пролета электрона (например, если $t_{пр}=10^{-9}$ с, то $T=40\cdot10^{-9}$ с, что соответствует $f=1/(40\cdot10^{-9})=$ $=25\cdot10^{6}$ Гц$=25$ МГц или длине волны $\lambda=12$ м).

В данном случае можно считать, что пролет электрона от катода к аноду совершается при постоянных напряжениях на электродах. Это означает, что движение электронов происходит по обычным законам без каких-либо новых явлений и анодный ток изменяется соответственно изменениям сеточного напряжения. Переменная составляющая анодного тока будет совпадать по фазе с переменным напряжением сетки. Иначе происходят электронные процессы в случаях, когда время пролета одного порядка с периодом колебаний.

Режим работы лампы при постоянных напряжениях на электродах называется *статическим.* Если же хотя бы на одном из электродов напряжение изменяется, но не с очень высокой частотой, так что явления можно рассматривать с помощью законов, установленных для статического режима, то такой режим называется *квазистатическим.* И наконец, режим называется *динамическим,* если напряжение хотя бы на одном электроде изменяется так быстро, что законы статического режима применять нельзя. На СВЧ лампы работают именно в динамическом режиме. Неприменимость законов статического режима к динамическому объясняется инерцией электронов.

Вместо времени пролета часто пользуются величиной *угла пролета* $\alpha_{пр}$, который связан с $t_{пр}$ соотношением

$$\alpha_{пр} = \omega t_{пр},$$

где ω — угловая частота переменного напряжения на электродах лампы. Очевидно, что $\alpha_{пр}$ есть изменение фазового угла переменного напряжения за время $t_{пр}$. Если, например, $t_{пр} = T/4$, то $\alpha_{пр} = 90°$. При углах пролета меньше 20° инерцию электронов обычно не учитывают, т. е. режим считают квазистатическим.

Рассмотрим особенности электронных процессов в триоде на СВЧ, имея в виду, что электрон бóльшую часть времени пролета тратит на промежуток катод — сетка, так как здесь ускоряющая разность потенциалов невелика. Пусть для примера время пролета на этом участке равно половине периода, а рабочая точка установлена в самом начале анодно-сеточной характеристики лампы. На более низких частотах при этом получилась бы работа в режиме с отсечкой анодного тока, т. е. импульсы анодного тока проходили бы в течение положительных полупериодов переменного сеточного напряжения, а во время отрицательных полупериодов лампа была бы заперта (режим B).

Но, если $t_{пр} = T/2$, то работа лампы существенно изменится. Электроны, начавшие свое движение от катода в начале положительного полупериода сеточного напряжения, пролетят сетку в конце этого полупериода. Последующие электроны, начавшие движение позже, не успеют долететь до сетки во время положительного полупериода. Они еще будут в пути, когда на сетке переменное напряжение уже изменит свой знак и поле между сеткой и катодом станет тормозящим. Многие электроны будут заторможены, остановятся, не долетев до сетки, и вернутся на катод. Это особенно относится к электронам, начавшим движение от катода в конце положительного полупериода, так как они почти сразу попадают в тормозящее поле. Возвращение части электронов обратно на катод уменьшает импульсы анодного тока. Уменьшается полезная мощность, отдаваемая лампой, и возникает бомбардировка катода возвращающимися электронами. Из-за этого происходит дополнительный нагрев катода. Мощность на него расходуется источником переменного сеточного напряжения. Что же касается электронов, успевших пролететь сквозь сетку, то, когда они движутся далее к аноду, напряжение сетки становится уже отрицательным, а значит увеличивается разность потенциалов между анодом и сеткой, и, следовательно, электроны с увеличенной скоростью бомбардируют анод. Дополнительная мощность на эту бомбардировку также отбирается от источника усиливаемого напряжения.

Если рассмотреть электронные процессы в других режимах, то можно прийти к таким же выводам: вследствие инерции электронов уменьшается переменная составляющая анодного тока,

увеличивается мощность потерь на аноде и дополнительно нагревается катод от ударов возвращающихся электронов. Эти явления наблюдаются не только при $t_{пр} = T/2$, но и всегда, когда время пролета и период колебаний соизмеримы.

5-2. Наведенные токи в цепях электронных ламп

Для более правильного понимания работы электронных ламп на СВЧ необходимо познакомиться с наведенными токами в цепях электродов этих ламп.

При рассмотрении работы ламп обычно для упрощения считают, что ток в цепи какого-либо электрода образуется благодаря попаданию на этот электрод потока электронов, летящих внутри лампы. Такой поток электронов внутри лампы называют *конвекционным током**. Более глубокое изучение работы электронных ламп показало, что ток во внешней цепи любого электрода лампы представляет собой *наведенный (индукционный) ток*. Сущность наведенного тока легко уяснить, если вспомнить явление электростатической индукции.

Пусть имеется незаряженный проводник *АБ* (рис. 5-3), к одному концу которого приближается отрицательный заряд *В*. Тогда некоторое количество электронов проводника *АБ*, отталкиваясь зарядом *В*, уйдет на конец проводника *А*, и там возникнет отрицательный заряд. На ближнем к индуктирующему заряду конец проводника *Б* появится недостаток электронов, т. е. положительный заряд. Во время этого процесса вдоль проводника *АБ* пройдет ток, который и будет наведенным током. Его величина тем больше, чем больше индуктирующий заряд *В* и чем быстрее он приближается к проводнику *АБ*. Если удалять заряд *В* от проводника *АБ*, то электроны будут возвращаться из точки *А* в точку *Б*, и, следовательно, в проводнике *АБ* пройдет ток обратного направления, величина которого по-прежнему будет определяться скоростью движения и величиной заряда *В*.

Итак, *если электрический заряд приближается к какому-либо проводнику или удаляется от него, то в этом проводнике появляется наведенный ток.*

В электронных лампах функцию индуктирующего отрицательного заряда выполняет поток электронов, т е. конвекционный ток. Внутри лампы этот ток всегда возбуждает наведенные токи в проводах, соединенных с электродами лампы. Наведенный ток увеличивается при увеличении количества и скорости летящих электронов, а также при уменьшении расстояния между ними и данным электродом.

---

* В цепях электронной лампы существуют еще *емкостные токи*, возникающие вследствие имеющихся межэлектронных емкостей, и *токи утечки*, причина которых — несовершенство изоляции между электродами.

Пусть, например, на анод диода, имеющего накаленный катод, включается постоянное напряжение. Тогда от катода к аноду внутри лампы начнет двигаться поток электронов, который вызовет появление наведенного тока во внешней части анодной цепи. Таким образом, анодный ток возникает не в тот момент времени, когда электроны достигают анода, а в момент, когда они начинают удаляться от катода.

В статическом или квазистатическом режиме, когда $t_{пр} \ll T$, наведенный ток в анодной цепи диода численно равен конвек-

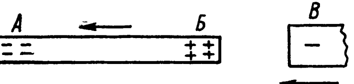


Рис. 5-3. Явление электростатической индукции

ционному току. Это позволяет для данных режимов вообще не вводить понятие о наведенном токе. Но на СВЧ, когда за время пролета электронов от одного электрода до другого напряжения значительно изменяются, необходимо рассматривать наведенные токи в цепях электродов. Можно представить себе даже такой

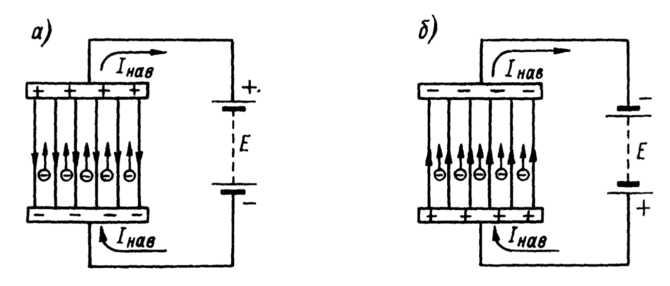


Рис. 5-4. Наведенный ток при движении электронов в постоянном поле

случай, когда электроны совершают колебания, например, в промежутке катод — анод, но из-за своей инерции не попадают на анод. Однако они создают в анодной цепи наведенный ток.

С помощью наведенного тока можно лучше понять преобразование энергии, совершающееся при движении электронов в электрическом поле. Рассмотрим для примера движение электронов в ускоряющем или тормозящем поле между двумя электродами, считая, что это поле создано источником э. д. с. в виде батареи (рис. 5-4).

Поток летящих внутри лампы электронов создает в цепи батареи наведенный ток, направление которого совпадает с направлением конвекционного тока. Здесь, как и везде далее, стрелки показывают направление движения электронов от минуса к плюсу, а не условное направление тока от плюса к минусу. Нетрудно видеть, что в случае ускоряющего поля (рис. 5-4, *а*) наведенный ток, проходящий через батарею, будет

для нее разрядным током. Батарея разряжается, т. е. расходует свою энергию, которая с помощью электрического поля передается летящим электронам и увеличивает их кинетическую энергию. А в случае тормозящего поля (рис. 5-4, *б*) наведенный ток, наоборот, будет для батареи зарядным током, т. е. электроны в тормозящем поле отдают свою энергию, которая накапливается в батарее. Процессы. зарядки и разрядки аккумуляторной батареи наведенным током, конечно, не имеют практического применения в технике СВЧ и приведены только в качестве примера.

Весьма важным является возникновение наведенных токов в колебательных контурах, подключенных к лампе. На рис. 5-5 изображен колебательный контур, состоящий из индуктивности

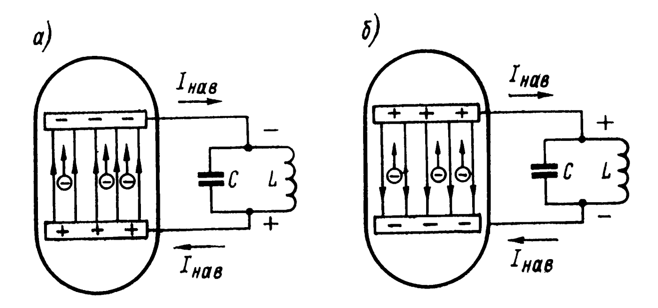


Рис. 5-5. Наведенный ток при движении электронов в переменном поле

L и емкости C, которой может быть емкость между двумя электродами лампы. Пусть в контуре происходят свободные затухающие колебания. Тогда на зажимах контура и на электродах лампы будет переменное напряжение. Предположим, что между электродами движется поток электронов (каким способом он получен, пока не имеет значения).

Если поле, созданное напряжением на электродах, тормозит электроны (рис. 5-5, *а*), то наведенный ток $I_{нав}$ будет током, питающим контур. Действительно, направление этого тока таково, что создаваемое им в контуре падение напряжения совпадает по фазе с напряжением, имеющимся в контуре от свободных колебаний. Это значит, что наведенный ток препятствует затуханию колебаний. Иначе говоря, часть кинетической энергии летящих электронов передается в контур и поддерживает там колебательный процесс.

Но если поле, созданное переменным напряжением, будет ускоряющим для электронов (рис. 5-5, *б*), то наведенный ток создает в контуре падение напряжения, противоположное по фазе переменному напряжению свободных колебаний, т. е. способствующее более быстрому их затуханию. В данном случае контур тратит часть своей энергии на увеличение скорости по-

лета электронов, и поэтому затухание колебаний в контуре увеличивается.

Таким образом, *для уменьшения затухания, т. е. для поддержания колебаний в контуре, подключенном к электродам лампы, необходимо направлять в пространство между электродами поток электронов в те промежутки времени, когда электрическое поле будет тормозящим.*

Чтобы лучше понимать наведенный ток, следует изучить процесс его возникновения в диоде. Полученные при этом выводы

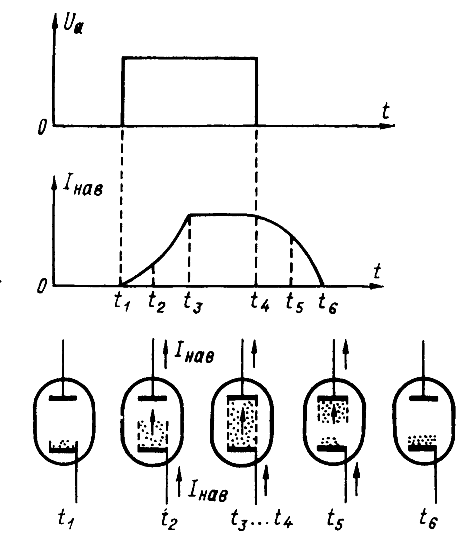


Рис. 5-6. Возникновение наведенного тока в диоде

будут справедливы и для любой другой системы из двух электродов. Для упрощения рассуждений рассмотрим случай, когда анодное напряжение представляет собой импульс прямоугольной формы, длительность которого одного порядка с временем пролета. Графики этого напряжения и наведенного тока в проводах анода и катода диода приведены на рис. 5-6. На этом же рисунке показано для различных моментов времени распределение электронного потока, т. е. конвекционного тока в промежутке анод — катод.

В момент t_1 электроны начинают двигаться от катода (точнее от электронного облачка около катода) и начинает нарастать наведенный ток. Промежуток анод—катод еще не заполнен электронами. Через некоторое время в момент t_2 значительная часть этого промежутка (заштрихованная на рисунке) уже заполнена электронами. Так как они движутся в ускоряющем поле, то скорость их больше, чем в момент t_1. Благодаря этому наведенный ток стал больше и скорость его нарастания возрастает. В момент t_3 электроны достигают анода и все простран-

ство анод—катод заполнено движущимися электронами. Наведенный ток становится максимальным. Такое положение сохраняется до конца существования импульса напряжения (момент t_4), после чего новые электроны уже не будут двигаться от катода к аноду. А электроны, заполняющие промежуток анод—катод, продолжают по инерции двигаться к аноду. Количество их уменьшается, т. е. промежуток «очищается» от электронов, и соответственно уменьшается наведенный ток (момент t_5). Когда в момент t_6 в промежутке анод—катод не остается электронов, наведенный ток становится равным нулю. Как видно, импульс наведенного тока растянут во времени по сравнению с импульсом напряжения и отстает от последнего, т. е. позже достигает максимума и позже спадает до нуля.

Если после положительного импульса анодного напряжения последует отрицательный импульс, то часть электронов все же долетит до анода, а другая часть затормозится настолько, что остановится и станет возвращаться на катод. Следовательно, возникнет конвекционный ток обратного направления и соответственно создастся импульс обратного наведенного тока. Аналогичные явления происходят и при подаче на диод переменного синусоидального напряжения.

5-3. Входное сопротивление и потери энергии в лампах

Для каждого усилительного каскада большое значение имеет величина *входного сопротивления лампы,* т. е. того сопротивления, которое лампа оказывает источнику усиливаемого напряжения.

В усилительном каскаде, изображенном в общем виде на рис. 5-7, генератор усиливаемого напряжения *Г*, имеющий э. д. с. E и внутреннее сопротивление $R_Г$, нагружен входным сопротивлением лампы $Z_{вх}$. Это сопротивление обычно имеет активную и емкостную составляющие. Будем рассматривать только активное входное сопротивление и обозначим его $R_{вх}$.

Всегда желательно, чтобы $R_{вх}$ было как можно большим. В идеальном случае $R_{вх}=\infty$, тогда цепь сетки разомкнута и сеточного тока нет. Следовательно, нет потери напряжения на внутреннем сопротивлении генератора *Г* и вся его э. д. с. передается на сетку ($U_c=E$). В этом случае генератор *Г* может иметь любую малую мощность, так как от него не потребляется энергия. Для получения $R_{вх}=\infty$ необходимо, чтобы электроны не попадали на сетку и не создавали сеточный ток, т. е. напряжение смещения E_c должно превышать амплитуду усиливаемого переменного напряжения $|E_c|\geqslant U_{mc}$. Практически режим работы, близкий к таким идеальным условиям, получается только на достаточно низких частотах, когда можно пренебречь емкостным током, проходящим через входную емкость лампы.

На высоких частотах $R_{вх}$ не равно бесконечности. Чем оно меньше, тем больше переменный ток в цепи сетки I_c. С увеличением этого тока растет потеря напряжения на внутреннем сопротивлении генератора $R_г$ и уменьшается полезное напряжение на сетке, которое равно $U_c = E - I_c R_г$. Растет также мощность, теряющаяся в самом входном сопротивлении $P_{вх} = I^2_c R_{вх}$, и полная мощность $P_c = I_c E$, которую должен развивать генератор $Г$.

Усилительный каскад принято характеризовать коэффициентом усиления K, показывающим, во сколько раз усиливается напряжение. На высоких частотах важен также коэффициент уси-

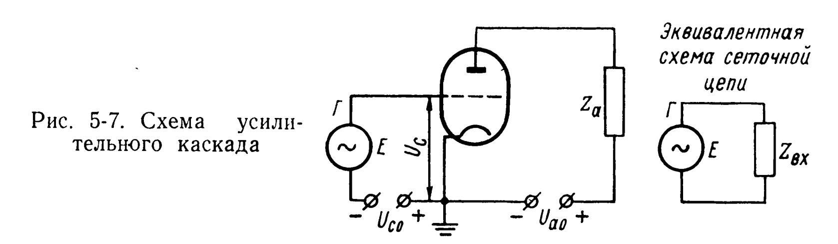


Рис. 5-7. Схема усилительного каскада

ления по мощности K_P, показывающий, во сколько раз усиливается мощность

$$K_P = P_{вых}/P_{вх},$$

где $P_{вых}$ — полезная мощность, отдаваемая лампой.

При малом входном сопротивлении мощность $P_{вх}$ может настолько возрасти, что K_P станет равен единице или будет еще меньше. Очевидно, нецелесообразно применять усилители, дающие усиление мощности меньше, чем в 2—3 раза. С переходом на СВЧ входное сопротивление резко уменьшается и усиление мощности получается малым или даже совсем отсутствует. Уменьшение входного сопротивления на СВЧ объясняется возникновением наведенных токов в цепи сетки.

В зависимости от соотношения времени пролета и периода колебаний, соотношения расстояний участков катод—сетка и сетка — анод и величины напряжений на электродах процессы в триоде могут происходить различно, но все же в любом случае из-за проявления инерции электронов на СВЧ получаются большие наведенные сеточные токи, приводящие к резкому уменьшению входного сопротивления. Чтобы это было ясно, рассмотрим приближенно процессы, происходящие в триоде в некотором частном случае.

Пусть на сетку подано переменное напряжение в виде положительных импульсов прямоугольной формы и запирающее напряжение смещения. При этом напряжение сетки остается все время отрицательным, т. е. электроны на сетку не попадают (рис. 5-8, *а*). Пусть время пролета электронов на участке сетка—катод $t_{с-к}$ равно времени пролета на участке анод—сетка

$t_{a=c}$ и несколько меньше половины длительности импульса. На рис. 5-8 для этого режима показаны графики наведенных токов в цепях триода и распределение электронного потока, т. е. конвекционного тока в разные моменты времени. Сетку триода

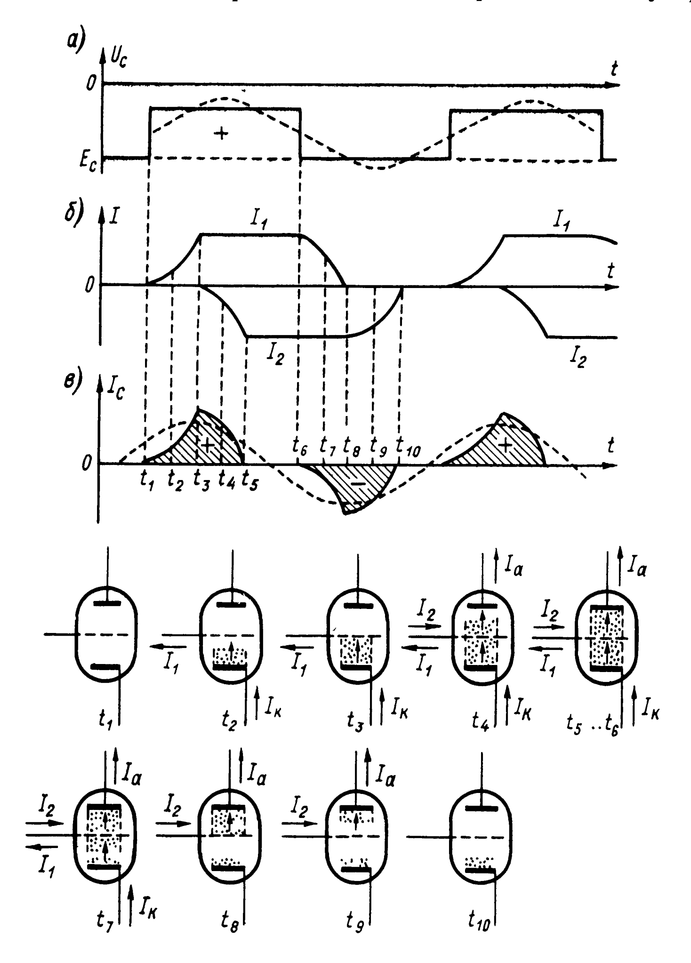


Рис. 5-8. Наведенный ток в цепи сетки триода

будем считать настолько густой, что участки сетка—катод и анод — сетка можно рассматривать как отдельные диоды.

До момента t_1 лампа заперта и токов нет. В момент t_1 лампа отпирается, начинается движение электронов от катода (точнее от электронного облачка катода) к сетке и наведенный ток I_1 в проводе сетки начинает возрастать. Такой же ток $I_к$, равный I_1, появляется и в проводе катода. Если в момент t_2 промежуток сетка — катод уже наполовину заполнен электронами, то ток I_1

имеет некоторое среднее значение. Далее он продолжает возрастать, достигая максимального значения в момент t_3, когда электронный поток дойдет до сетки. Так как электроны на сетку не попадают, то они пролетают ее и движутся к аноду. Этот удаляющийся от сетки поток электронов создает в проводе сетки наведенный ток I_2, противоположный по направлению току I_1. Будет также наводиться ток $I_а$, равный I_2, в проводе анода.

Возрастающий ток I_2 в момент t_4 имеет некоторое среднее значение и достигает максимальной величины в момент t_5, когда весь промежуток анод — сетка заполняется движущимися электронами. До момента t_6 оба тока I_1 и I_2 остаются постоянными и равными друг другу, а в момент t_6 лампа запирается, и поэтому электроны перестают уходить от катода. Но электронный поток, заполняющий межэлектродные промежутки, продолжает двигаться.

На участке сетка — катод электроны будут двигаться по инерции и приближаться к сетке. Количество их в этом промежутке убывает, и ток I_1 уменьшается. В момент t_7 он имеет какое-то среднее значение, а в момент t_8 спадает до нуля, так как промежуток сетка — катод «очищается» от электронов. После этого начинают уменьшаться число электронов в промежутке анод — сетка и соответственно ток I_2. Он снижается до некоторой средней величины в момент t_9, а в момент t_{10}, когда уже все электроны попадают на анод, становится равным нулю.

Таким образом, в цепи сетки получаются два импульса наведенного тока, противоположные по направлению (рис. 5-8, *б*). Результирующий (суммарный) наведенный ток сетки (рис. 5-8, *в*) представляет собой переменный ток. На графиках рис. 5-8, *а* и *в* штриховыми линиями показаны первые гармоники напряжения и тока сетки. Видно, что первая гармоника наведенного тока сетки несколько опережает по фазе первую гармонику напряжения. Это означает, что наведенный ток сетки имеет активную составляющую и реактивную составляющую емкостного характера. Последняя появилась вследствие инерции электронов. Она добавляется к обычному емкостному току в цепи сетки, обусловленному входной емкостью лампы. Поскольку суммарный емкостный ток увеличивается, то можно сказать, что инерция электронов приводит к некоторому возрастанию входной емкости.

Однако самое неприятное следствие инерции электронных процессов состоит в появлении активной составляющей сеточного тока. Она обусловливает наличие входного активного сопротивления, которое уменьшается с повышением частоты и снижает коэффициент усиления по мощности. Активное входное сопротивление характеризует потерю энергии со стороны источника колебаний, включенного в цепь сетки. Эта энергия переносится активной составляющей наведенного тока от источника колебаний к электрическому полю и передается электронам, которые увеличивают свою кинетическую энергию и расходуют ее на

нагрев анода. Если же лампа работает на более низких частотах и временем пролета электронов можно пренебречь, то при напряжении на сетке, показанном на рис. 5-8, *а*, токи I_1 и I_2 будут иметь такую же прямоугольную форму и длительность, как и напряжение. Поскольку эти токи равны и противоположны по направлению, то суммарный сеточный ток равен нулю. Следовательно, никакого расхода энергии от источника колебаний в этом случае нет.

Влияние инерции электронов на работу лампы для случая, когда на сетку подаются положительные импульсы напряжения прямоугольной формы, было рассмотрено приближенно. Но и в других более сложных случаях также возникает активный наведенный ток в цепи сетки, т. е. вследствие инерции электронов лампа имеет активное входное сопротивление. Если переменное напряжение на сетке лампы имеет не только положительные, но и отрицательные импульсы, то эти последние создают тормозящее поле, которое возвращает часть электронов на катод. Они ускоряются полем и, следовательно, энергия источника колебаний расходуется в данном случае также на дополнительный нагрев катода бомбардирующими его электронами.

При синусоидальном переменном напряжении все процессы происходят сложнее; но на СВЧ обязательно возникает активный наведенный ток в цепи сетки, на создание которого расходуется энергия источника колебаний. Эта энергия в конечном итоге теряется на дополнительный нагрев анода и катода конвекционным током. Действительно, положительная полуволна сеточного напряжения, ускоряя электроны, летящие от катода, дает им дополнительную энергию, а во время отрицательного полупериода сеточного напряжения сетка отталкивает электроны, движущиеся к аноду, и они тоже получают дополнительную энергию. В результате электроны бомбардируют с большей силой анод, который дополнительно нагревается. Кроме того, электроны, не пролетающие сквозь сетку, а поворачивающие обратно на катод, также отталкиваются сеткой во время отрицательного полупериода и получают еще некоторую энергию. Эти электроны бомбардируют катод и вызывают его дополнительный нагрев. Таким образом, источник колебаний в течение всего периода отдает энергию электронам, а они расходуют ее на бомбардировку анода и катода.

Приведенное рассмотрение электронных процессов приближенно, но оно дает представление о происходящих явлениях. Точный анализ работы ламп СВЧ сложен и выходит за рамки книги.

Теория дает следующую формулу для результирующего наведенного тока сетки I_c при переменном сеточном напряжении U_c

$$I_c = kSf^2 t^2_{\text{с-к}} U_c,$$

где k — коэффициент пропорциональности, зависящий от конструкции электродов и постоянных напряжений на них; S — крутизна лампы; $t_{с\text{-}к}$ — время пролета электрона в промежутке катод — сетка.

Отсюда для входного сопротивления получается выражение

$$R_{вх} = U_с/I_с = 1/(kSf^2t^2_{с\text{-}к}.)$$

Для данной лампы и данных питающих напряжений на электродах величины k, S и $t_{с\text{-}к}$ постоянны. Заменяя их одним коэффициентом и переходя от частоты к длине волны, получаем

$$R_{вх} = a\lambda^2.$$

Расчет коэффициента a весьма сложен и неточен. Поэтому он определен для многих ламп экспериментально; в этом случае его величина учитывает влияние на входное сопротивление не только инерции электронов, но и других явлений, вызывающих потери энергии. Если выражать λ в метрах, а $R_{вх}$ в омах, то для некоторых приемно-усилительных ламп, работающих при нормальных питающих напряжениях, величина a имеет следующее значение: 6Ж3П—400, 6С1П—1760. Например, для лампы 6Ж3П, работающей на волне $\lambda = 50$ см, получаем $R_{вх} = 400 \times 0{,}5^2 = 100$ Ом.

Как видно, входное сопротивление получается весьма малым, и это может привести к недопустимому снижению усиления. Действительно, коэффициент усиления каскада с пентодом равен

$$K \approx SR_н,$$

где $R_н$ — сопротивление анодной нагрузки. Если в качестве нагрузки применяется резонансный контур, то параллельно к нему подключено входное сопротивление лампы следующего каскада, и поэтому общее сопротивление нагрузки окажется меньше $R_{вх}$. Для усилителя, работающего на волне длиной 50 см с лампами 6Ж3П, имеющими $S = 5$ мА/В, можно приближенно считать, что $R_н = 100$ Ом. Тогда $K \approx 5 \times 10^{-3} \times 100 = 0{,}5$. Следовательно, каскад вместо усиления дает ослабление.

Указанный расчет $R_{вх}$ справедлив только для малых переменных напряжений. При больших амплитудах переменных напряжений (в генераторах и передатчиках) расчет значительно усложняется.

Потери энергии в лампах на СВЧ происходят и по ряду других причин. Вследствие поверхностного эффекта увеличивается активное сопротивление электродов и их выводов. По поверхности металлических проводников проходят значительные токи, которые создают бесполезный нагрев. Также увеличиваются потери во всех твердых диэлектриках, находящихся под воздействием переменного электрического поля, например в стекле баллона.

Большие потери энергии в лампах ухудшают к. п. д. усилителей и генераторов СВЧ, создают чрезмерный нагрев самих

ламп и резко снижают добротность контуров, подключенных к лампам. Контуры в виде коаксиальных резонансных линий или объемных резонаторов имеют высокую добротность, доходящую до тысяч и десятков тысяч. Но когда эти контуры присоединяют к лампе, то их добротность резко падает (часто до сотен и меньше). Это явление аналогично уменьшению добротности обычного контура, когда он шунтирован сравнительно малым сопротивлением.

5-4. Импульсная работа ламп

Электронные лампы, применяемые в передатчиках СВЧ, во многих случаях работают в импульсном режиме. Например, почти все радиолокационные передатчики дают кратковременные импульсы длительностью в единицы или десятки микросекунд, отделенные друг от друга промежутками времени гораздо боль-

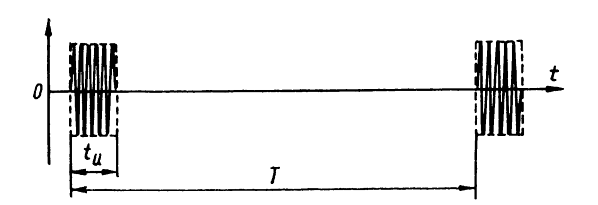


Рис. 5-9. Форма колебаний при импульсной работе

шей продолжительности (рис. 5-9). При такой импульсной работе средняя мощность во много раз меньше мощности импульса. Пусть, например, длительность импульса $t_и = 10$ мкс, его мощность $P_и = 100$ кВт, а частота следования импульсов $f = 200$ Гц. Тогда период следования импульсов $T = 1/200 = 0{,}005$ с $= 5000$ мкс, т. е. он в 500 раз больше длительности импульса. Поэтому средняя мощность в 500 раз меньше мощности импульса и $P_{ср} = 0{,}2$ кВт.

Отношение периода следования импульсов к их длительности называют *скважностью*:

$$Q = T/t_и,$$

и, следовательно,

$$P_{ср} = P_и/Q = P_и t_и/T.$$

Иногда применяют величину, обратную скважности и называемую *коэффициентом заполнения*.

Лампы для импульсной работы имеют сравнительно малые размеры анода, так как потери на его нагрев определяются средней мощностью. Импульсы большой мощности получаются с помощью подачи на сетку и на анод весьма больших напряжений на короткое время. Анодное напряжение доходит до десятков киловольт. Для избежания пробоя особое внимание обращается

на высокое качество изоляции между электродами и их выводами, а также на создание весьма высокого вакуума.

Катод лампы при импульсной работе должен давать очень большую эмиссию. Для этого пригоден оксидный катод, который дает в импульсном режиме эмиссию, в десятки раз превышающую ее значения, соответствующие режиму непрерывной работы. В обычных условиях оксидный катод дает удельную эмиссию до 0,5 А/см². При этом эффективность катода получается до 100 мА/Вт. В импульсном режиме удельная эмиссия оксидного катода доходит до 70 А/см² и эффективность повышается до 10 000 мА/Вт.

Высокое значение эмиссии в импульсном режиме объясняется вырыванием большого количества электронов из оксидного слоя под влиянием сильного внешнего электрического поля, которое проникает в этот слой, являющийся полупроводником. Такую эмиссию оксидный катод дает только при условии, что длительность импульсов не превышает 15—20 мкс и между ними имеются паузы значительно большей длительности. Если пытаться получать большую эмиссию более длительное время, то наступает «утомление» или «отравление» оксидного катода; величина эмиссионного тока быстро падает, и восстановление высокой эмиссии возможно только после «отдыха» катода.

Помимо оксидных катодов, для импульсного режима успешно применяются новые типы катодов: бариево-вольфрамовые (L-катоды), ториевооксидные, металлокерамические катоды из смеси тория и молибденового порошка и другие. Некоторые из них имеют удельную эмиссию в импульсном режиме до 300 А/см².

5-5. Диоды и триоды для СВЧ

Специальные лампы обычного типа (диоды, триоды и т. д.) для СВЧ конструируются так, чтобы межэлектродные емкости и индуктивности выводов и расстояния между электродами были малыми. Принимаются также меры к уменьшению потерь энергии, в частности для баллона используется специальное стекло с малыми потерями или радиокерамика. В генераторных лампах особое значение приобретает охлаждение анода и всей лампы в целом, так как из-за больших потерь энергии лампы сильно нагреваются.

Лампы для дециметрового диапазона, конечно, могут работать на более длинных волнах, но для сантиметровых волн большинство из них непригодны. Некоторые из пальчиковых и миниатюрных бесцокольных ламп применяются для генерирования и усиления на дециметровых волнах. Так, например, диод 6Д6А может работать на частотах до 700 МГц, а двойной диод 6Х2П — до 1000 МГц. Триоды 6С2П и 6С6Б применяются для генерирования и усиления в схеме с заземленной сеткой (см. ниже) на частотах до 500 МГц. Для более «длинных» дециметровых волн возможно применить и ряд других пальчиковых и миниатюрных

ламп. В приемниках, маломощных передатчиках и измерительных приборах, работающих в диапазоне дециметровых волн, любители часто применяют широко распространенные лампы 6С1П, 6Н15П, 6Н3П и другие.

Для дециметровых и более «длинных» сантиметровых волн сконструированы лампы с дисковыми и цилиндрическими выводами, имеющие в конце обозначения букву Д. Выводы от электродов в виде цилиндров и дисков различных диаметров служат для соединения лампы с коаксиальными резонансными линиями или объемными резонаторами и являются частью металлических стенок той или иной колебательной системы.

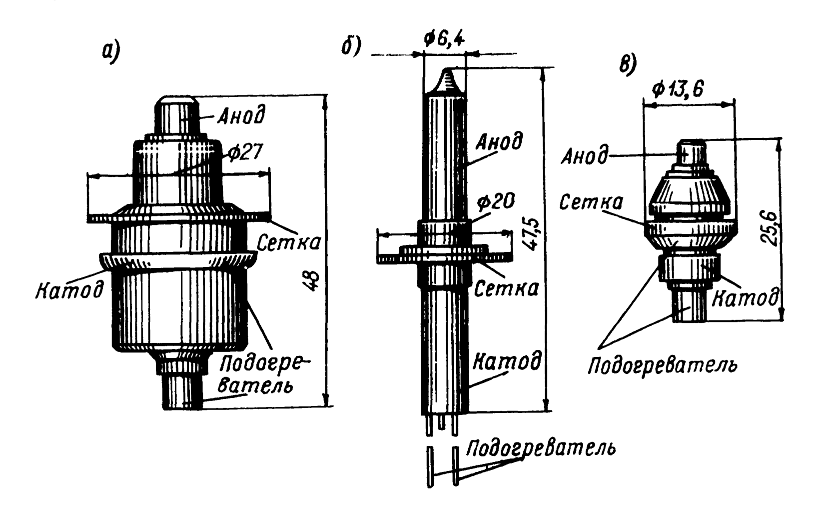


Рис. 5-10. Специальные лампы для СВЧ

Примером таких ламп может служить металлостеклянный триод 6С13Д (рис. 5-10, *а*). В нем один из выводов подогревателя сделан общим с кольцевым выводом катода. Такой триод работает в генераторах на частотах до 3600 МГц и дает полезную мощность не менее 0,1 Вт. Конструкцию, аналогичную изображенной на рис. 5-10, *а*, имеет диод 6Д15Д.

Оригинальное устройство имеет «карандашный» триод 6С44Д (рис. 5-10, *б*), предназначенный для генерирования колебаний мощностью до 5 Вт на частотах до 3000 МГц. Это металлическая лампа с цилиндрическими выводами анода и катода и дисковым выводом сетки. Выпущены также и другие «карандашные» диоды и триоды (6Д13Д, 6Д16Д, 2С49Д, 6С48Д, 6С50Д).

Значительный интерес представляет также сверхминиатюрный триод с цилиндрическими выводами 6С17К (рис. 5-10, *в*). Он предназначен для усилительных каскадов по схеме с заземленной сеткой, служащих входными каскадами в приемниках

СВЧ. Лампа 6С17К относится к металлокерамическим приемно-усилительным лампам, для которых в качестве последнего элемента обозначения принята буква К. На предельной частоте 3000 МГц этот триод дает усиление мощности в 12 раз, а на частоте 1200 МГц — в 40 раз.

Аналогичной лампой является 6С36К, работающая на частотах до 10 000 МГц.

В дециметровом диапазоне волн могут также работать некоторые новые сверхминиатюрные металлокерамические лампы («нувисторы»), например 6С53Н.

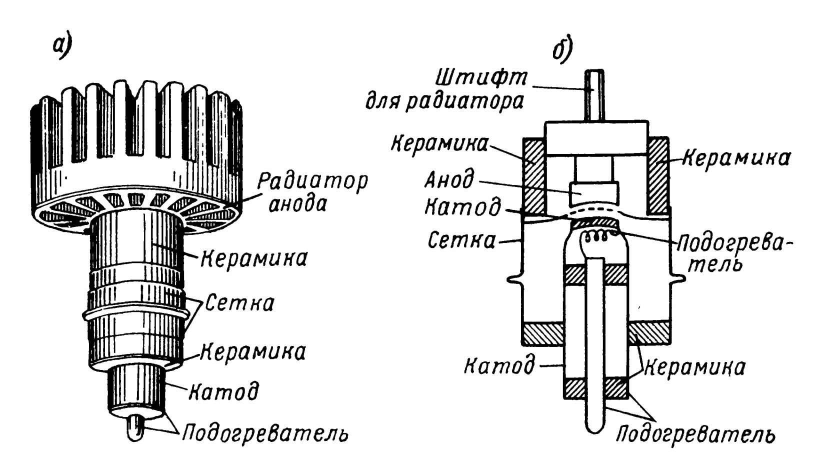


Рис. 5-11. Металлокерамический триод с радиатором для охлаждения анода

Для более мощных генераторов и передатчиков, в частности для передатчиков, работающих с большой мощностью в импульсном режиме, применяются металлокерамические генераторные триоды, напоминающие по принципу своей конструкции рассмотренные приемно-усилительные лампы. Они также предназначены для соединения с коаксиальными колебательными системами.

На рис. 5-11 показаны внешний вид металлокерамической генераторной лампы и ее устройство. Рабочие поверхности катода, сетки и анода этой лампы имеют форму дисков, расположенных очень близко друг к другу. Иногда поверхность электродов делается несколько выгнутой. Вывод от подогревного оксидного катода сделан в виде цилиндра, причем он одновременно служит и выводом одного конца подогревателя. Второй его конец имеет вывод внутри этого цилиндра. От сетки вывод сделан в форме диска, переходящего затем в цилиндр, выполняющий роль некоторой части баллона лампы.

Анод изготовлен в виде массивного цилиндра, и его верхняя часть припаяна к керамическому цилиндру, служащему частью баллона. С другой стороны этот керамический цилиндр спаян с выводом сетки. Между выводами сетки и катода также располагается керамическое кольцо. Спаи металла с керамикой представляют собой особенность металлокерамических ламп. В этих лампах применяется специальный керамический материал, дающий малые потери энергии на СВЧ. Для охлаждения анода используется ребристый радиатор, который навинчивается на штифт анода. Радиатор обдувается воздухом от вентилятора. Лампы этого типа могут работать и без радиатора, но тогда допустимая мощность рассеяния на аноде и наибольшая полезная мощность значительно снижаются.

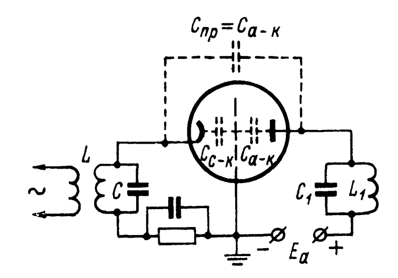


Рис. 5-12. Схема усилительного каскада с заземленной сеткой

Широко применяются различные генераторные триоды металлокерамической серии, например ГС-7Б, ГИ-6Б, ГИ-7Б, ГИ-11Б, ГИ-70Б. Для этих ламп наименьшие рабочие длины волн составляют: 28 см — у ГС-7Б, 18 см — у ГИ-6Б, 11 см — у ГИ-7Б и ГИ-11Б и 9 см — у ГИ-70Б. Лампы типа ГС предназначены для непрерывного режима работы, лампы типа ГИ — для импульсного.

Лампы более сложные, чем триоды, для дециметрового диапазона применяют редко, так как при большем числе сеток приходится увеличивать расстояние между анодом и катодом, но тогда возрастает время пролета электронов. В приемных лампах увеличение электродов приводит к возрастанию собственных шумов. Таким образом, и в генераторах и в усилителях дециметрового диапазона волн работают главным образом триоды. Однако в последнее время для этого диапазона сконструированы и тетроды. Так, например, выпущен металлокерамический лучевой тетрод ГС-12А для частот до 1000 МГц с полезной мощностью 2 кВт. Разработаны и другие лучевые тетроды (в том числе и двойные) для дециметровых волн.

Каскады усиления на триодах для устранения возможности самовозбуждения за счет паразитной связи через межэлектродные емкости строятся обычно по схеме с заземленной (общей) сеткой, предложенной М. А. Бонч-Бруевичем в 1931 г. (рис. 5-12). Ее особенность состоит в том, что входной контур LC включен

в провод катода. Управляющая сетка лампы заземлена, т. е. соединена с минусом анодного источника. Она в данной схеме одновременно выполняет функцию экранирующей сетки и уменьшает паразитную связь между анодной и сеточной цепями через внутриламповую емкость анод — катод $C_{а-к}$, а не через емкость анод — сетка $C_{а-с}$, как в обычных усилительных каскадах с заземленным катодом. Для того чтобы сетка служила хорошим экраном, она делается густой, и поэтому коэффициент усиления таких триодов получается большим (до 100 и более). Благодаря применению густой сетки емкость анод — катод уменьшается до сотых долей пикофарады.

Недостаток схемы с заземленной сеткой заключается в ее низком входном сопротивлении. Это объясняется тем, что в ней входной ток представляет собой ток катода. А в схеме с заземленным катодом входной ток гораздо меньше, так как он является током сетки. Практически входное сопротивление для схемы с заземленной сеткой получается порядка 1/S. Если лампа имеет крутизну 5 мА/В, то $R_{вх}=1/5=0{,}2$ кОм. Источник усиливаемых колебаний сильно нагружается малым $R_{вх}$ и должен расходовать значительную мощность. Несмотря на этот недостаток, схема с заземленной сеткой применяется часто, так как она работает устойчиво, без самовозбуждения.

Глава шестая

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ СВЧ

Существует много различных специальных приборов для СВЧ, работа которых основана на том, что электроны приобретают кинетическую энергию от постоянного электрического поля, созданного источником питания, и передают часть своей энергии электромагнитному полю СВЧ, так как тормозятся в этом поле.

Специальные электронные приборы СВЧ делятся на две группы: типа О и типа М. В приборах типа О постоянное магнитное поле отсутствует или применяется только для фокусировки электронного потока. А для приборов типа М характерно наличие так называемых скрещенных, т. е. взаимно перпендикулярных постоянных электрического и магнитного полей. Именно совместное действие этих полей в значительной степени определяет траектории движения электронов. Передача энергии полю СВЧ и в этих приборах также происходит за счет торможения электронов в поле СВЧ.

Исторически первыми представителями приборов типа О явились клистроны, широко применяемые и в настоящее время.

В клистронах значительное время пролета электронов не только не вредно, но и необходимо для нормальной работы прибора. Клистроны бывают *пролетные* (*двухрезонаторные* и *многорезонаторные*), пригодные для генерации и усиления колебаний, и *отражательные* (*однорезонаторные*), работающие только в качестве генераторов. К приборам типа О относятся также *лампы бегущей волны* (ЛБВ) и *лампы обратной волны* (ЛОВ). Однако существуют также ЛБВ и ЛОВ, относящиеся к приборам типа М. А первым в истории прибором типа М явился *магнетрон*. В последнее время разработаны еще новые приборы типа *М* (амплитроны, стабилотроны и др.). Все эти приборы рассматриваются в следующих параграфах.

6-1. Пролетный клистрон

Схема устройства и включения пролетного двухрезонаторного клистрона для усиления колебаний показана на рис. 6-1. Электронный поток от катода к аноду проходит через две пары сеток, представляющих собой части стенок объемных резонаторов P_1 и P_2 (иногда вместо сеток делают просто отверстия в стенках резонаторов). Резонатор P_1 служит *входным контуром*. К нему с помощью коаксиальной линии и витка связи подводятся усиливаемые колебания с частотой f. Его сетки *1* и *2* образуют *модулятор* (*группирователь*), в котором происходит модуляция скорости электронов.

Резонатор P_2 служит *выходным контуром*. В нем получаются усиленные колебания. Их энергия отбирается с помощью витка связи и коаксиальной линии. Сетки *3* и *4* образуют *уловитель*. На оба резонатора и на анод подано положительное напряжение U_p, создающее между сеткой *1* и катодом ускоряющее поле, под влиянием которого электроны влетают в модулятор с значительной скоростью v_0.

Если в резонаторе P_1 происходят колебания, то между сетками *1* и *2* существует переменное электрическое поле, которое действует на электронный поток и изменяет (модулирует) его скорость. В тот полупериод, когда на сетке *2* положительный, а на сетке *1* отрицательный потенциалы*, поле между сетками будет ускоряющим и электроны, проходящие модулятор, получат добавочную скорость Δv. Во время отрицательного полупериода на сетке *2* потенциал отрицательный, а на сетке *1*—положительный, т. е. поле становится тормозящим для электронов, которые уменьшают свою скорость на величину Δv. Только те электроны, которые проходят модулятор во время нулевой фазы колебаний, продолжают движение со скоростью v_0.

Таким образом, в пространство между сетками *3* и *2*, называемое *пространством* группирования (или пространством

---

* Имеются в виду, конечно, переменные потенциалы.

дрейфа), попадают электроны с разными скоростями. В этом пространстве нет электрического поля, так как между сетками 3 и 2 нет разности потенциалов, и электроны летят по инерции с неизменными скоростями. Электроны, имеющие бо́льшие скорости, догоняют электроны, движущиеся с меньшими скоростями. В результате электронный поток разбивается на отдельные более плотные группы электронов — электронные сгустки. Можно сказать, что благодаря модуляции электронного потока по скорости в пространстве группирования получается модуляция этого потока по плотности. Превращение равномерного

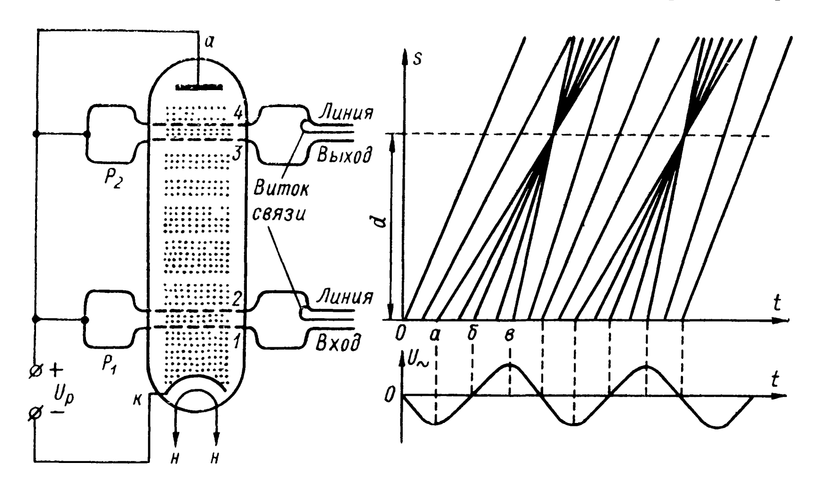


Рис. 6-1. Принцип устройства и работы пролетного клистрона

электронного потока в электронный сгусток показано на рисунке точками.

Образование электронного сгустка можно показать графически. На рис. 6-1 даны графики зависимости пути S от времени t для электронов, проходящих модулятор в различные моменты времени. Здесь же приведен график переменного напряжения в резонаторе P_1. Расстояние S отсчитывается от модулятора. Электроны движутся в пространстве группирования равномерно и графиками их движения будут прямые линии, наклон которых показывает скорость движения.

Рассмотрим движение трех электронов, проходящих модулятор в моменты времени *а*, *б* и *в*. Пусть электроны влетают в модулятор с одной и той же скоростью и время их пролета через модулятор много меньше периода T. Тогда электрон, проходящий модулятор в момент *б*, будет лететь далее с прежней скоростью v_0 и графиком его движения будет прямая линия с некоторым средним наклоном. График движения электрона, проходящего модулятор в момент *а*, имеет меньший наклон, так как

этот электрон тормозился в резонаторе и его скорость меньше. А электрон, соответствующий моменту *в*, получит в резонаторе дополнительную скорость и его график пойдет круче.

Все три прямые пересекаются примерно в одной точке. Это значит, что все три электрона в некоторой точке своего пути сгруппируются вместе. Другие электроны, проходящие модулятор в моменты времени, промежуточные между рассмотренными, также придут в эту точку примерно в тот же момент. Что же касается электронов, пролетающих через модулятор раньше момента *а* и позже момента *б*, то, как показывают графики, они не группируются.

Таким образом, группируются лишь электроны, пролетающие через модулятор во время одной половины периода. Хорошее группирование возможно только в случае, если глубина модуляции скорости электронов невелика, т. е. если изменение скорости электронов под влиянием модулирующего переменного поля незначительно по сравнению со скоростью, которую они получили от постоянного ускоряющего напряжения. Поэтому переменное напряжение между сетками резонатора должно быть значительно меньше, чем постоянное напряжение $U_р$. Группирование электронов в сгусток повторяется в течение одной половины каждого периода.

Постоянное напряжение $U_р$ подбирается так, чтобы электронный сгусток получился в уловителе, т. е. на расстоянии d от модулятора. Если $U_р$ велико, то электронный сгусток получится на большом расстоянии (между уловителем и анодом), а при малом $U_р$ он будет слишком близко (в пространстве группирования). Отсюда следует, что ускоряющее напряжение $U_р$ должно быть вполне определенным и стабильным.

После точки наибольшего сгущения электронного потока электроны снова расходятся. Если продолжить графики движения электронов, то окажется, что группирование в сгусток снова повторится на расстоянии $3d$, затем $5d$ и т. д. Однако эти случаи практически не используются, так как размеры прибора увеличивать невыгодно.

Итак, в уловитель поступают электронные сгустки, следующие друг за другом с частотой f. Они создают в резонаторе P_2 импульсы наведенного тока и возбуждают в нем колебания. Для получения максимальной амплитуды колебаний резонатор P_2 должен быть настроен на частоту f, на которую настроен и резонатор P_1. Подобно тому как в усилительном каскаде высокой частоты импульсы анодного тока проходят через анодный колебательный контур и создают в нем усиленные колебания, так и в клистроне электронный поток, состоящий из сгустков, создает в резонаторе P_2 усиленные колебания. Усиление происходит за счет энергии источника постоянного напряжения $U_р$, который создает ускоряющее поле. Электроны получают в этом поле большую энергию и благодаря тому, что в резонаторе P_1

происходит модуляция их скорости, они отдают часть этой энергии резонатору P_2.

Электронные сгустки пролетают через резонатор P_2 тогда, когда электрическое поле в нем тормозящее. Пролетевшие резонатор P_2 электроны попадают на анод и нагревают его. Часть электронов попадает и на сетки резонаторов. Если бы электронный поток не был модулированным, то он не поддерживал бы колебания в резонаторе P_2. Действительно, равномерный электронный поток в тот полупериод колебаний, когда поле в резонаторе ускоряющее, отбирает от резонатора энергию, а во время следующего полупериода отдает такое же количество энергии. В результате не происходит никакой отдачи энергии от электронов к резонатору.

Применим подобные же рассуждения к взаимодействию электронного потока с резонатором P_1. В этот резонатор поступает равномерный электронный поток, который в один полупериод отнимает некоторую энергию от резонатора, а в следующий полупериод отдает такое же количество энергии обратно. За целый период энергия от резонатора не отбирается. Значит нет потерь энергии на модуляцию скорости электронов.

Однако мы не учли инерции электронов. Хотя время их пролета через модулятор очень мало, но все же вследствие инерции электронов существует некоторый расход энергии на модуляцию. Чтобы он был как можно меньше, увеличивают ускоряющее напряжение $U_р$ и уменьшают расстояние между сетками модулятора. Благодаря малым потерям энергии в резонаторе P_1 входное сопротивление этого резонатора и его добротность получаются весьма большими.

Усиление мощности у двухрезонаторного клистрона может быть порядка десятков. Серьезный недостаток клистрона заключается в том, что его к. п. д., представляющий собой отношение полезной колебательной мощности в резонаторе P_2 к мощности постоянного тока анодного источника, получается не выше 20%, хотя его теоретическая предельная величина составляет 58%. Это объясняется следующими явлениями. Группирование электронов не получается достаточно хорошим, так как электроны вылетают из катода с различными начальными скоростями и, пролетая модулятор в один и тот же момент времени, они имеют неодинаковые скорости. Между электронами существует взаимное отталкивание. Вследствие инерции электронов, пролетающих через уловитель, часть колебательной энергии резонатора P_2 отбирается электронами. Часть электронов вообще не группируется в сгустки, т. е. не участвует в полезной работе. В результате всего этого бо́льшая часть энергии бесполезно тратится на нагрев сеток и анода, так как все электроны в конечном счете с какой-то скоростью попадают на эти электроды.

Двухрезонаторные клистроны могут применяться для усиления в передатчиках СВЧ. Их полезная мощность в режиме

непрерывной работы доходит до десятка киловатт, а в импульсном режиме — до десятка мегаватт. При уменьшении длины волны мощность уменьшается.

Клистроны применяются и для умножения частоты. Электронный поток в уловителе представляет собой конвекционный ток несинусоидальной формы. При хорошем группировании его можно приближенно считать состоящим из импульсов прямоугольной формы. Такой ток имеет резко выраженные высшие гармоники. Настраивая резонатор P_2 на частоту той или иной гармоники, получают умножение частоты. Амплитуда гармоник

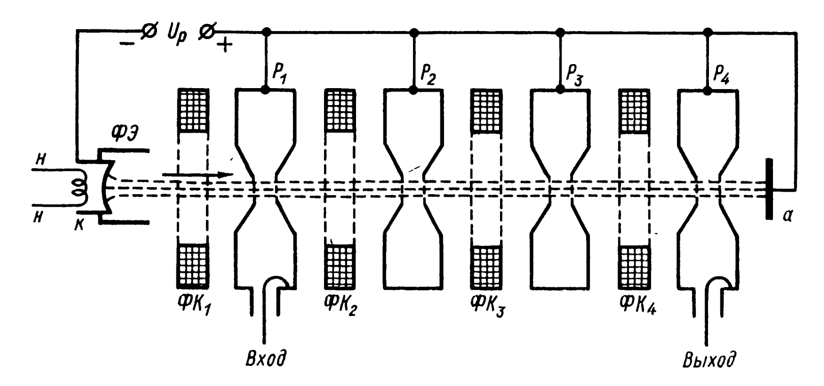


Рис. 6-2. Принцип устройства многорезонаторного клистрона: *Р* — резонаторы; *ФК* — фокусирующие катушки; *ФЭ* — фокусирующий электрод

с повышением их номера убывает медленно. Возможно умножение частоты даже в 10 и более раз.

Для усиления слабых сигналов в приемниках клистроны мало пригодны, так как они создают большие собственные шумы.

В настоящее время изготовляются главным образом пролетные многорезонаторные клистроны с числом резонаторов более двух, которые сложнее по устройству, но обладают некоторыми преимуществами перед двухрезонаторными. У многорезонаторных клистронов первый резонатор служит входным, а последний — выходным. Промежуточные резонаторы соединены только с положительным полюсом источника питания (рис. 6-2). Под действием пульсирующего электронного потока в них возникают колебания и создается переменное электрическое поле, которое дополнительно модулирует электронный поток и улучшает группирование электронов. Поэтому в выходной резонатор попадают более плотные сгустки электронов. В результате к. п. д. и коэффициент усиления мощности клистрона возрастают.

Современные клистроны различаются по режиму работы (импульсный или непрерывный), величине выходной мощности,

типу и количеству резонаторов, способу фокусировки электронного потока, способу ввода и вывода энергии СВЧ, способу перестройки частоты, способу охлаждения и другим особенностям.

При импульсной работе частота повторения импульсов обычно бывает от десятков до тысяч герц, а длительность импульса составляет от долей микросекунды до миллисекунд. По мощности клистроны разделяются на маломощные, средней мощности, мощные и сверхмощные. Им соответствуют мощности в импульсе: менее 10 кВт, от 10 кВт до 1 МВт, от 1 до 100 МВт и свыше 100 МВт. Для режима непрерывной работы мощности соответственно в 1000 раз меньше. Приведенные величины мощностей относятся к клистронам дециметрового диапазона волн. На сантиметровом диапазоне мощности снижаются. Фокусировка электронного потока в клистронах может быть электростатическая, электромагнитная (фокусирующей катушкой) или с помощью постоянных магнитов. Ввод и вывод СВЧ-энергии делают коаксиальный, волноводный или комбинированный (коаксиально-волноводный). Резонаторы бывают внутренние, смонтированные в самом клистроне, или внешние. Наиболее распространены клистроны на фиксированную частоту, но изготовляются также и перестраиваемые клистроны с механической настройкой резонаторов на различные частоты. Однако такая перестройка сложна и позволяет изменять частоту не более чем на 10—15%. Охлаждение более мощных клистронов бывает естественное или принудительное воздухом или водой.

Коэффициент полезного действия для многорезонаторных клистронов доходит до 40—50%, но у многих типов он заметно меньше. А коэффициент усиления мощности у таких клистронов бывает порядка нескольких десятков децибел, но практически трудно получить усиление свыше 60 дБ, т. е. более чем в 10^6 раз. Напряжение питания у мощных клистронов, особенно импульсных, доходит до десятков и даже сотен киловольт.

Клистроны вообще имеют очень узкую полосу частот пропускаемых колебаний, что объясняется наличием нескольких настроенных резонаторов. Обычно полоса частот не превышает нескольких мегагерц. Путем расстройки резонаторов возможно расширение полосы частот, но с неизбежным снижением усиления. Для увеличения выходной мощности делают многолучевые клистроны, в которых через поле одних и тех же резонаторов проходят параллельно несколько электронных потоков.

Двухрезонаторный или многорезонаторный клистрон можно превратить в генератор с самовозбуждением, если установить обратную связь между выходным и входным резонаторами, соединив их коаксиальной линией, длина которой подбирается так, чтобы получилась нужная фаза колебаний, подводимых обратно к входному резонатору. При правильной фазе электронные сгустки проходят через выходной резонатор в полупериоды, соответствующие тормозящему полю, и

поддерживают колебания. А при обратной фазе электронный поток будет отбирать энергию от выходного резонатора и колебания быстро затухнут. Иногда в двухрезонаторных клистронах, имеющих общую стенку у резонаторов P_1 и P_2, делают дифракционную обратную связь в виде отверстия в этой стенке.

Однако двухрезонаторные и многорезонаторные клистроны сравнительно редко используются в качестве генераторов с самовозбуждением. А для маломощных генераторов (гетеродинов) более удобны отражательные клистроны, имеющие только один резонатор и поэтому не требующие точной настройки нескольких резонаторов.

6-2. Отражательный клистрон

Схема устройства и включения отражательного (однорезонаторного) клистрона показана на рис. 6-3.

В нем один объемный резонатор служит одновременно модулятором и уловителем. На резонатор подано высокое постоянное напряжение $U_р$ для ускорения электронов. За резонатором находится *отражатель* — электрод, имеющий отрицательное напряжение U_0 относительно катода. Для лучшей фокусировки электронного потока катод окружен цилиндром, который называют фокусирующим электродом и соединяют обычно с катодом. Вывод колебаний от резонатора делается с помощью витка связи и коаксиальной линии.

Поток электронов под действием ускоряющего поля влетает в резонатор и возбуждает в нем импульс наведенного тока. В резонаторе возникают колебания, создающие между его сетками переменное электрическое поле. Это поле модулирует электронный поток по скорости. Таким образом, электроны вылетают с различными скоростями из резонатора в пространство группирования между резонатором и отражателем, в котором действует постоянное тормозящее поле.

Электроны в этом поле тормозятся, останавливаются и ускоренно возвращаются в резонатор. Чем больше скорость электрона, тем он дальше углубляется в тормозящее поле и больше времени находится в этом поле. В результате электроны, пролетевшие резонатор во время положительного полупериода и получившие от переменного электрического поля добавочную скорость, могут вернуться обратно в тот же момент, когда возвратятся электроны, пролетевшие резонатор позднее во время отрицательного полупериода и получившие торможение со стороны переменного поля.

Следующий пример наглядно иллюстрирует это. Если бросить вверх друг за другом три одинаковых предмета, но первому дать наибольшую скорость, а третьему — наименьшую, то все они могут упасть обратно одновременно. Первый из них

поднимется выше всех и будет в движении наибольшее время, а последний поднимется меньше всех и возвратится через наименьший промежуток времени.

Хотя модуляция скорости в отражательном клистроне происходит так же, как и в пролетном клистроне, но процесс группирования совершается иначе. На рис. 6-3 показаны графики пути электронов в отражательном клистроне, поясняющие принцип группирования. Графики эти представляют собой не прямые, а кривые линии (параболы), так как движение каждого электрона неравномерно. Сначала электрон движется замедленно (до точки остановки), а затем ускоренно возвраща-

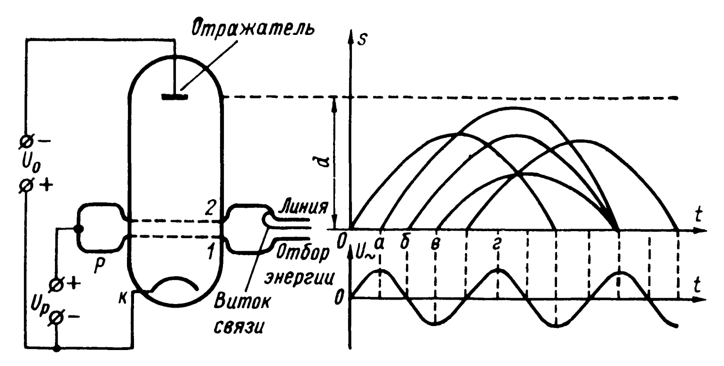


Рис. 6-3. Принцип устройства и работы отражательного клистрона

ется обратно. Электроны *а*, *б* и *в* возвращаются обратно в один и тот же момент, т. е. группируются в один плотный сгусток. Это же относится и к электронам, пролетающим резонатор в промежуточные моменты времени от *а* до *в*.

Электронный сгусток может вернуться в резонатор в различные моменты времени в зависимости от величины постоянных напряжений $U_р$ и U_0. При возврате в резонатор электронные сгустки отдают ему энергию только тогда, когда они попадают в тормозящее поле, т. е. когда на сетке *1* отрицательный потенциал, а на сетке *2*—положительный (такое поле для прямого потока электронов будет ускоряющим). Больше всего энергии электроны отдают в случае, если они возвращаются в момент амплитудной фазы тормозящего поля. Когда электронные сгустки возвращаются в резонатор в другие моменты времени, они отдают меньше энергии и мощность колебаний снижается. Если отдаваемая электронами энергия станет слишком малой, то колебания вообще не будут поддерживаться и затухнут. При возврате электронного сгустка в резонатор во время отрицательного полупериода колебаний, когда поле в резонаторе ускоряющее, электроны отбирают энергию от резонатора и колебания затухнут еще быстрее.

Время пролета электронов в пространстве группирования $t_{пр}$, т. е. промежуток времени между пролетом электрона через резонатор в прямом направлении и их возвратом, принято указывать для среднего электрона *б*, вокруг которого группируются остальные электроны. На рис. 6-3 это время равно $1^3/_4\,T$. Увеличив отрицательное напряжение на отражателе, можно заставить электронный сгусток возвращаться в резонатор в момент *г*, т. е. через промежуток, равный $^3/_4\,T$. И наоборот, если уменьшить напряжение отражателя, то электроны пройдут дальше в тормозящее поле и вернутся в резонатор позднее, например через промежуток времени $2^3/_4\,T$. Во всех этих случаях электронные сгустки отдают резонатору наибольшую энергию, так как они попадают в наиболее сильное тормозящее поле. Таким образом, для получения в клистроне незатухающих колебаний наибольшей мощности необходимо выполнить условие

$$t_{пр}=(n+3/4)T \quad \text{или} \quad t_{пр}=(n+3/4)/f,$$

где n — любое целое число, включая нуль. Соответственно этому различают несколько областей (или зон) возбуждения клистрона. Если $n=0$ и $t_{пр}=^3/_4\,T$, то область возбуждения *нулевая*. При $n=1$ и $t_{пр}=1^3/_4\,T$ клистрон работает в *первой* области возбуждения. *Второй* области возбуждения соответствует $n=2$ и $t_{пр}=2^3/_4\,T$ и т. д. На рис. 6-4 показаны графики пути группирующихся электронов для первых трех областей возбуждения.

На время пролета электронов влияют следующие величины. Чем больше расстояние d между резонатором и отражателем, тем слабее напряженность тормозящего поля при одной и той же разности потенциалов $U_р - U_о$. Но при более слабом поле электроны слабее тормозятся, пройдут больше в глубь поля и вернутся позднее. Следовательно, при большем d может получиться область возбуждения с более высоким номером. Конечно, у данного клистрона расстояние d неизменно.

Сильное влияние на время пролета оказывает напряжение отражателя, что показано на рис. 6-4. С увеличением $U_о$ растет напряженность тормозящего поля $E=(U_р - U_о)/d$ и клистрон будет работать в области возбуждения с более низким номером. Изменение мощности колебаний в резонаторе в зависимости от величины $U_о$ показано на рис. 6-5. Мощность колебаний обычно бывает наибольшей для какой-то одной области, для которой группирование электронов оказывается наилучшим. Для областей возбуждения с меньшими и большими номерами мощность меньше вследствие явлений, ухудшающих группирование. К ним относятся: взаимное отталкивание электронов, неодинаковость их начальных скоростей, неравномерность поля в пространстве группирования и около сеток, а также ряд других причин.

Постоянное напряжение на резонаторе $U_р$ гораздо слабее влияет на время пролета. Его изменение оказывает два противоположных действия, которые в известной степени взаимно компенсируют друг друга. Если, например, увеличить $U_р$, то скорость электронов возрастет и они должны глубже проникать в пространство группирования, т. е. время пролета должно увеличиться. Но при увеличении $U_р$ возрастает напряженность тор-

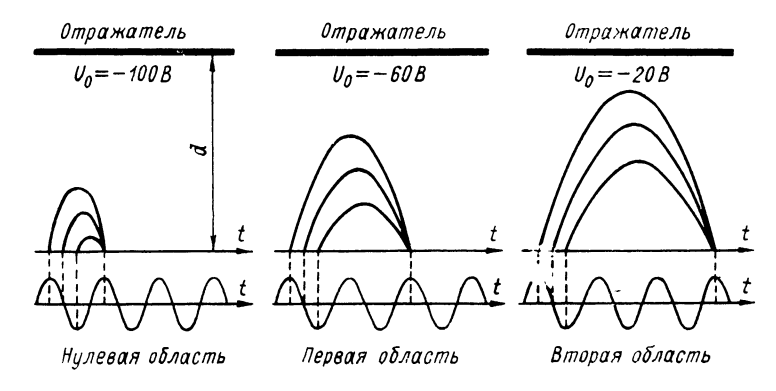
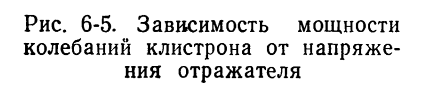
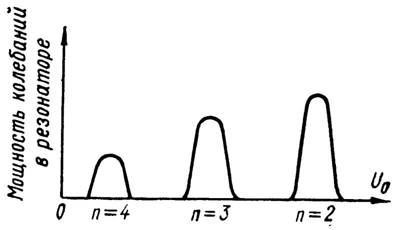


Рис. 6-4. Графики пути электронов при работе отражательного клистрона в различных областях возбуждения

мозящего поля в пространстве группирования, электроны сильнее тормозятся и должны быстрее вернуться, т. е. время пролета должно уменьшиться.


Рис. 6-5. Зависимость мощности колебаний клистрона от напряжения отражателя



Переход к области возбуждения с более высокими номерами с помощью уменьшения отрицательного напряжения на отражателе в конце концов приводит к тому, что при $U_р > 0$ электроны попадают на отражатель и не возвращаются в резонатор.

У отражательных клистронов к. п. д. не превышает 3—5%, а иногда бывает даже меньше 1%. Поэтому такие клистроны не делают для мощностей более одного ватта. Наибольшее распространение получили маломощные отражательные клистроны для гетеродинов приемников и измерительной аппаратуры. Полезная мощность у них обычно составляет сотые или десятые доли ватта.

Изменение частоты колебаний, генерируемых отражательным клистроном, осуществляют разными способами. Емкостная перестройка состоит в том, что с помощью специальных механических приспособлений изменяют расстояние, а следовательно, и емкость между сетками резонатора. Такой способ обычно применяют для клистронов с внутренним резонатором. При этом возможна перестройка по частоте на 5—10%. Путем перемещения металлического плунжера внутри внешнего резонатора частоту можно изменять на ±20%. Одновременно с перестройкой собственной частоты резонатора следует также изменить и режим питания, например напряжение отражателя, чтобы получить наивыгоднейшие условия самовозбуждения. Именно так настраивают диапазонные отражательные клистроны.

В небольших пределах частоту можно изменять также изменением напряжения отражателя. Такой способ называют *электронной настройкой*. Если увеличить отрицательное напряжение отражателя, то электронные сгустки возвращаются в резонатор несколько раньше и частота колебаний возрастет. А при уменьшении U_0 получается запаздывание возврата электронов в резонатор и частота колебаний уменьшается. Можно привести следующую механическую аналогию электронной настройки. Пусть колебания маятника поддерживаются внешними толчками. Если эти толчки даются в моменты, когда маятник находится в крайнем положении, то частота колебаний равна собственной частоте маятника. Но можно подталкивать маятник несколько раньше, не давая ему дойти до амплитудного положения. В этом случае частота немного увеличится. Для уменьшения частоты надо давать толчки так, чтобы каждое колебание несколько затягивалось.

При изменении частоты колебаний методом электронной настройки полезная мощность уменьшается. Поэтому такую настройку принято ограничивать условием уменьшения полезной мощности не более чем на 50%. Обычно электронная настройка допускается на несколько десятков мегагерц в ту или другую сторону, причем на каждый вольт изменения напряжения отражателя получается изменение частоты на десятые доли процента рабочей частоты, т. е. до единиц мегагерц.

В специальных клистронах электронная настройка может давать изменение частоты на 10—15%. Значительное влияние напряжения отражателя на выходную мощность и частоту генерируемых колебаний позволяет осуществлять амплитудную, частотную и импульсную модуляцию с помощью подачи на отражатель модулирующего напряжения.

Поскольку отражательные клистроны бывают только маломощные, то ускоряющее напряжение, подаваемое от источника питания, имеет обычно величину 250—450 В и лишь в некоторых клистронах доходит до 2500 В. Ток электронного пучка может быть до десятков миллиампер.

Сильное влияние питающих напряжений (особенно напряжения отражателя) на частоту заставляет во многих случаях применять стабилизированное питание клистрона.

6-3. Магнетрон

Магнетроны представляют собой важнейшие электронные приборы для генерации колебаний СВЧ большой мощности. Они применяются в передатчиках радиолокационных станций, в ускорителях заряженных частиц, для высокочастотного нагрева и в других случаях.

В магнетронах в результате совместного действия электрического и магнитного полей на потоки электронов возникает ге-

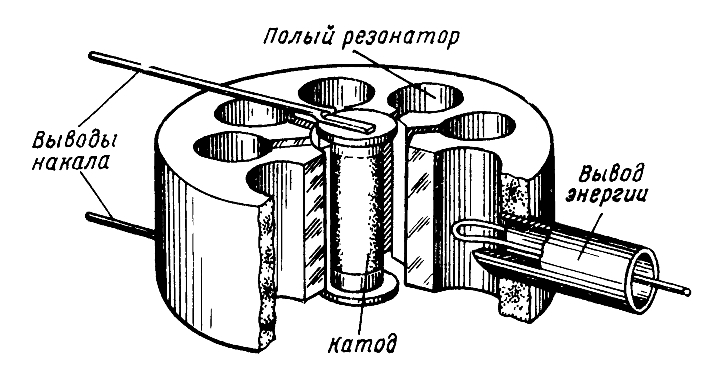


Рис. 6-6. Принцип устройства многорезонаторного магнетрона

нерация колебаний высокой частоты. В настоящее время широкое распространение получили *многорезонаторные* магнетроны, идея создания которых была выдвинута М. А. Бонч-Бруевичем

Устройство многорезонаторного магнетрона показано на рис. 6-6 и 6-7. Он представляет собой диод с особой конструкцией анода. Катод в большинстве случаев применяется оксидный, подогревный, с большой поверхностью. На торцах катода расположены диски, препятствующие движению электронов вдоль оси. Анод сделан в виде массивного медного блока кольцевой формы. Вакуумное пространство между катодом и анодом называется *пространством взаимодействия.* В толще анода размещается четное число, например 8, резонаторов, представляющих собой цилиндрические отверстия, соединенные щелью с пространством взаимодействия. Щель выполняет функцию конденсатора. На ее поверхностях образуются переменные электрические заряды, между которыми возникает электрическое поле. Индуктивностью резонатора служит цилиндрическая поверхность отверстия, которая эквивалентна одному витку, сделанному из ленточного проводника. Большая поверхность витка

приводит к уменьшению активного сопротивления и индуктивности. Такой резонатор представляет собой нечто среднее между колебательной системой с сосредоточенными параметрами и

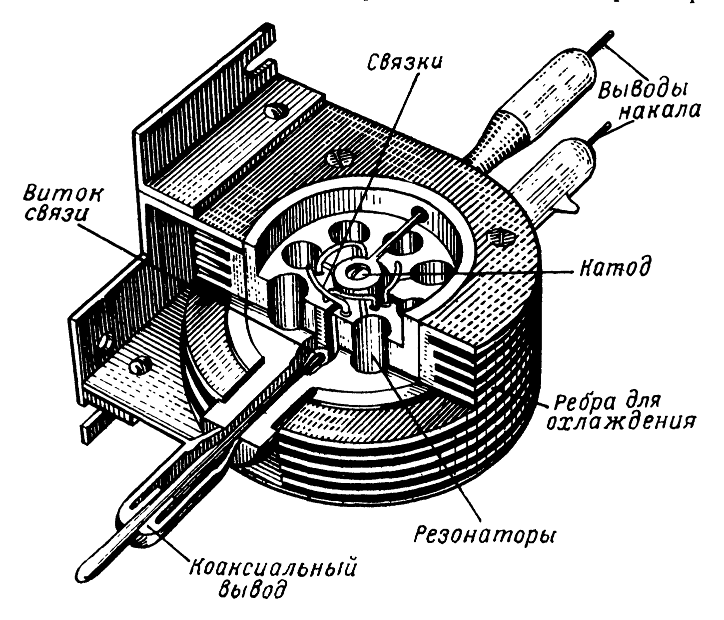


Рис. 6-7. Разрез многорезонаторного магнетрона

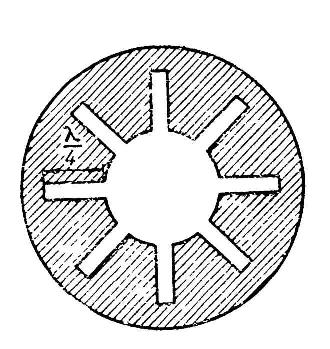


Рис. 6-8. Резонаторы в виде четвертьволновой линии

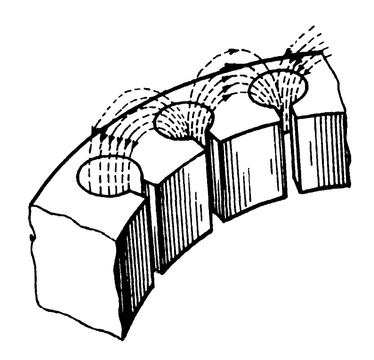


Рис. 6-9. Магнитная связь между резонаторами

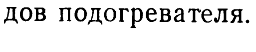
четвертьволновой резонансной линией. В некоторых типах магнетронов резонаторы делают в виде щели длиной в четверть волны (рис. 6-8).

Все резонаторы магнетрона сильно связаны друг с другом через емкости между сегментами анода и катодом, а также

вследствие того, что переменный магнитный поток одного резонатора замыкается через соседние резонаторы (рис. 6-9). Кроме того, резонаторы соединяют друг с другом с помощью проводов, называемых *связками* (рис. 6-7).

Наружная часть анода обычно делается в виде ребристого радиатора для лучшего охлаждения. Иногда его обдувают воздухом. С боковых сторон к аноду припаяны медные диски, образующие вместе с анодом баллон, необходимый для сохранения вакуума.

Выводы от подогревателя проходят в стеклянных трубках, спаянных с анодом. Катод обычно подключен к одному из выводов подогревателя.



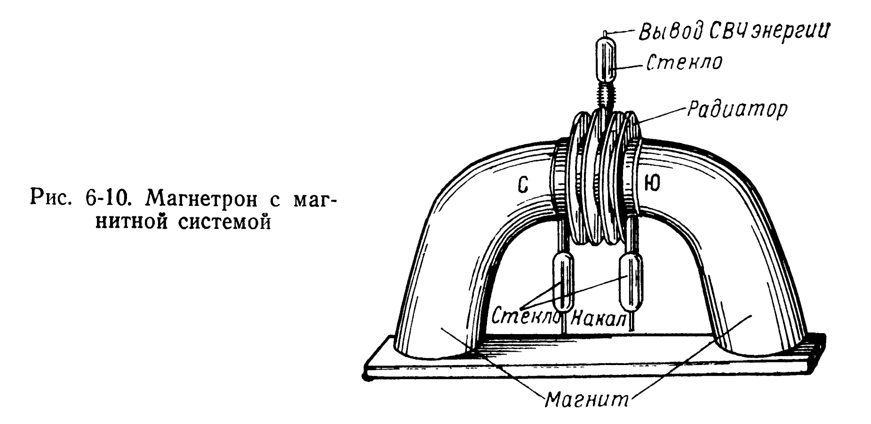


Рис. 6-10. Магнетрон с магнитной системой

Для вывода энергии колебаний в один из резонаторов вводится виток связи, соединенный с коаксиальной линией. Ее вывод также делается с помощью стеклянной трубки. Благодаря сильной связи между резонаторами отбор энергии получается от всех резонаторов. Вместо коаксиальной линии для вывода энергии на очень коротких волнах используется волновод, соединенный с резонатором через щель. Иногда также применяют комбинированный коаксиально-волноводный вывод.

Анод магнетрона имеет высокий положительный потенциал относительно катода. Так как анод служит корпусом магнетрона, то его обычно заземляют, а катод находится под высоким отрицательным потенциалом. Между анодом и катодом создается ускоряющее поле, силовые линии которого расположены радиально, как в диоде с цилиндрическими электродами. Вдоль оси магнетрона действует сильное постоянное магнитное поле, созданное магнитом, между полюсами которого располагается магнетрон. Один из вариантов магнитной системы показан на рис. 6-10. В так называемых *пакетированных магнетронах* постоянные магниты входят в конструкцию самого магнетрона.

Рассмотрим сначала движение электронов в магнетроне, предполагая, что колебаний в резонаторах нет. Для упрощения изобразим анод без щелей (рис. 6-11). Под влиянием ускоряющего электрического поля электроны стремятся лететь по силовым линиям, т. е. по радиусам, к аноду. Но как только они набирают некоторую скорость, постоянное магнитное поле, действующее перпендикулярно к электрическому полю, начинает искривлять их траектории. Так как скорость электронов постепенно нарастает, то радиус этого искривления постепенно увеличивается. Поэтому траектория электронов будет сложной кри-

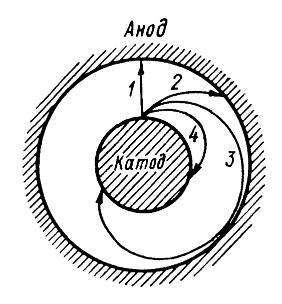


Рис. 6-11. Влияние магнитного поля на движение электронов

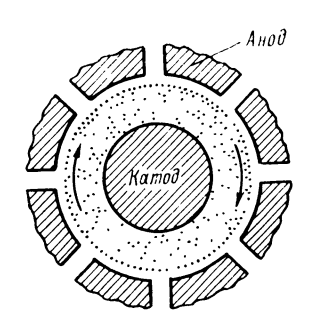


Рис. 6-12. Вращающееся электронное облако в магнетроне при отсутствии колебаний

вой. На рис. 6-11 показаны траектории электрона, вылетевшего из катода с ничтожно малой начальной скоростью, для случаев различной величины магнитной индукции B. Анодное напряжение для всех этих случаев одно и то же.

Если $B=0$, то электрон летит по радиусу *1*. При магнитной индукции меньше критического значения $B_{кр}$ электрон попадает на анод по криволинейной траектории *2*. Критическая магнитная индукция $B_{кр}$ соответствует более искривленной траектории *3*. В этом случае электрон пролетает у поверхности анода, почти касаясь ее, и возвращается на катод. Наконец, если $B>B_{кр}$, то электрон еще круче поворачивает обратно где-то в промежутке между анодом и катодом (кривая *4*).

Магнетроны работают при магнитной индукции несколько больше критической. Поэтому электроны при отсутствии колебаний пролетают близко к поверхности анода, но на различных расстояниях от нее, так как они при вылете из катода имеют различные начальные скорости. Поскольку движется очень большое количество электронов, то можно сказать, что вокруг катода вращается электронное облако в виде кольца (рис. 6-12). Конечно, электроны не находятся в нем постоянно. Ранее вылетев-

шие электроны возвращаются на катод, а на их место из катода вылетают новые электроны.

Скорость вращения электронного облака зависит от анодного напряжения, с увеличением которого электроны пролетают около анода с большей скоростью. Чтобы электроны не попадали на анод, при этом необходимо увеличивать и напряженность магнитного поля.

Вращающийся электронный объемный заряд, образованный совместным действием постоянных электрического и магнитного полей, взаимодействует с переменными электрическими полями резонаторов и поддерживает в них колебания. Процесс этого взаимодействия весьма сложен, поэтому он будет рассмотрен лишь приближенно.

Прежде всего выясним вопрос о возникновении колебаний в резонаторах. Так как все резонаторы сильно связаны друг с другом, то они представляют собой сложную колебательную систему, имеющую несколько собственных частот. Когда электронный поток впервые начинает вращаться около щелей резонаторов (например, при включении анодного напряжения), то в резонаторах появляются импульсы наведенного тока и возникают затухающие колебания. Они могут иметь разные частоты и фазы. Например, если система симметрична, то в резонаторах должны возникнуть колебания, совпадающие по фазе. Однако полной симметрии быть не может. Поэтому возникают и другие колебания, имеющие сдвиг фаз между собой.

Основной тип колебаний, дающий наибольшую полезную мощность и наиболее высокий к. п. д.,— противофазные колебания, происходящие в соседних резонаторах со сдвигом фаз на 180° (колебания π-вида). На рис. 6-13 для таких колебаний изображены переменные электрические поля и знаки переменных потенциалов на сегментах анода, а также показаны колебательные токи, протекающие по поверхности отверстий резонаторов. Так как роль постоянного электрического поля, ускоряющего электроны и дающего им кинетическую энергию, известна, то для упрощения это поле не показано.

Для противофазных колебаний получается очень сильная индуктивная связь между резонаторами за счет того, что магнитный поток из одного резонатора переходит в соседние резонаторы, что было показано на рис. 6-9. Магнетроны, как правило, работают с этим типом колебаний, и в их конструкции приняты меры для того, чтобы такие колебания возбуждались наиболее легко. С этой целью применяют связки, т. е. соединяют проводами сегменты анода, которые должны иметь переменные потенциалы одного знака (через один). Возникшие колебания других типов обычно быстро затухают.

Взаимодействие электронов с переменным электрическим полем получается таким, что при правильном режиме электронный поток отдает полю больше энергии, чем отбирает от него. Это

именно и нужно для превращения возникших в резонаторах колебаний в незатухающие. Следующие явления способствуют переходу энергии от электронного потока в резонаторы.

Прежде всего, переменное электрическое поле как бы сортирует электроны на «полезные» и «вредные», причем «вредные» электроны быстро удаляются из пространства взаимодействия обратно на катод. Рассмотрим этот процесс.

Для электронов, вращающихся по часовой стрелке (рис. 6-13), электрические поля резонаторов *1*, *3*, ... — ускоряющие, а поля резонаторов *2*, *4*, ... — тормозящие. Через полпериода эти поля

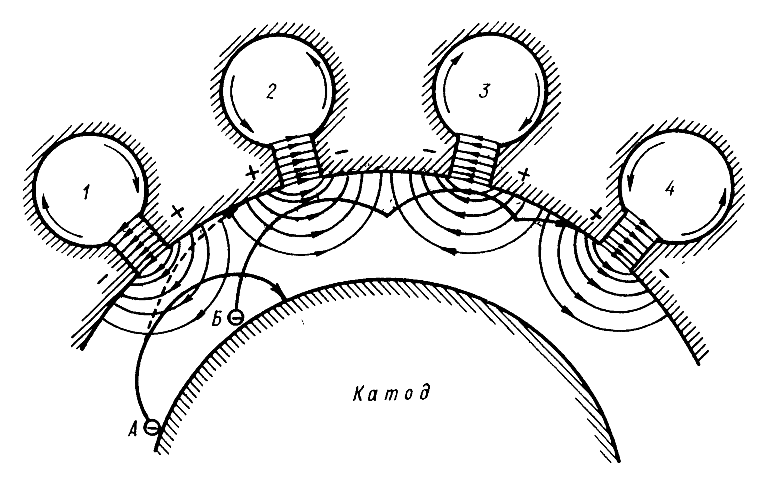


Рис. 6-13. Пути вредного (*А*) и полезного (*Б*) электронов в магнетроне при наличии колебаний в резонаторах

поменяются местами. На рис. 6-13 показаны траектории двух электронов. Электрон *А* попадает в ускоряющее поле и отбирает энергию от резонатора, т. е. представляет собой «вредный» электрон, но он пролетает далеко от щели резонатора и возвращается на катод. При наличии одного постоянного поля этот электрон летел бы по траектории, показанной штрихом. Но поле резонатора *1* усиливает искривление пути электрона и увеличивает его энергию; он преодолевает действие постоянного поля и возвращается на катод. «Вредные» электроны бомбардируют катод и увеличивают его нагрев. С этим явлением в магнетронах приходится считаться. Для того чтобы не было перекала катода, во время работы магнетрона обычно уменьшают напряжение накала. Кроме того, поверхность катода необходимо делать более прочной, чтобы предотвратить ее разрушение ударами электронов.

Более сложным оказывается путь «полезного» электрона *Б*, попавшего в тормозящее переменное поле резонатора *2*. Такой электрон отдает часть своей энергии резонатору и уже не имеет

энергии, достаточной для того, чтобы вернуться на катод. Он теряет полностью свою энергию в какой-то точке пространства взаимодействия, не долетев до катода, а затем снова ускоренно летит к аноду и одновременно искривляет свою траекторию под действием магнитного поля.

Если в магнетроне правильно подобраны анодное напряжение и магнитная индукция, то время пролета «полезного» электрона от одной щели до другой составляет полпериода. Такой электрон, приблизившись к щели резонатора *3*, опять окажется в тормозящем переменном поле, так как через полпериода у этого резонатора ускоряющее поле изменится на тормозящее. Следовательно, электрон снова отдаст часть своей энергии резонатору и проделает еще меньший путь по направлению к катоду. В конце концов, израсходовав значительную часть своей энергии, электрон попадает на анод. Рассмотренная траектория «полезного» электрона, конечно, только примерная.

«Полезные» электроны отдают резонаторам больше энергии, чем отнимают ее от резонаторов «вредные» электроны. Действительно, «вредный» электрон отнимает энергию только у одного резонатора, причем этот электрон пролетает довольно далеко от щели, т. е. в сравнительном слабом переменном поле. Он отнимает сравнительно небольшую энергию. А «полезный» электрон отдает энергию двум резонаторам и пролетает ближе к их щелям, т. е. в более сильном переменном поле.

Переходу энергии от электронов к резонаторам способствует процесс модуляции электронного потока, напоминающий модуляцию в двухрезонаторном клистроне. Каждый предыдущий резонатор в магнетроне служит модулятором для вращающегося электронного облака, а каждый следующий резонатор — уловителем. Однако процесс модуляции здесь сложнее, чем в клистроне. В двухрезонаторном клистроне электронный поток, движущийся поступательно, подвергается скоростной модуляции и разбивается на отдельные сгустки. Последний процесс совершается в пространстве группирования, в котором нет электрического и магнитного полей.

В магнетроне вращающийся электронный поток также подвергается действию переменного электрического поля данного резонатора и за счет этого осуществляется модуляция скорости электронов. Но это поле не однородное, как в клистроне. Поэтому оно меняет не только скорость, но и траекторию движения электронов. Процесс усложняется тем, что происходит в радиальном постоянном электрическом поле, которое изменяет скорость электронов и совместно с постоянным магнитным полем влияет на их траекторию.

В результате скоростной модуляции и изменения траекторий электронов вращающееся электронное облако из кольцевого превращается в зубчатое. Оно напоминает колесо со спицами, но без обода (рис. 6-14). Число электронных спиц равно поло-

вине числа резонаторов. Конечно, резких переходов от этих спиц к промежуткам между ними нет. Спицы представляют собой сгущения электронного потока, получившиеся в результате скоростной модуляции и из-за различных траекторий «полезных» и «вредных» электронов. А между сгущениями имеются области более разреженного заряда.

Электронное облако при правильном режиме магнетрона вращается с такой скоростью, что спицы проходят мимо щелей в тот момент, когда там существует тормозящее поле. Промежутки между спицами, наоборот, проходят через ускоряющие поля. В итоге происходит отдача энергии резонаторам от электронного облака и потеря энергии на разогрев катода и анода

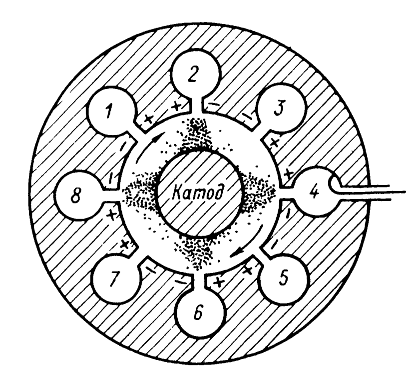


Рис. 6-14. Вращающееся электронное облако со спицами в магнетроне при наличии колебаний в резонаторах

от электронной бомбардировки. Вся эта энергия потребляется от анодного источника.

Существует следующая зависимость между числом резонаторов N, магнитной индукцией B и частотой генерируемых колебаний f

$$NB = af,$$

где a — коэффициент, зависящий от конструкции. А магнитная индукция B связана с анодным напряжением формулой

$$B = b\sqrt{U_а},$$

где b — также постоянная величина.

Из формул видно, что для более высоких частот нужно иметь большее число резонаторов или увеличивать магнитную индукцию B и при этом увеличивать анодное напряжение.

Обычно магнитная индукция равна от 0,1 до 0,5 Тесла. Для импульсной работы в дециметровом диапазоне магнетроны строят на мощность до десятков тысяч киловатт и до тысяч киловатт для сантиметровых волн. В самых мощных магнетронах анодное напряжение в импульсе достигает десятков киловольт, а анодный ток доходит до сотен ампер. Магнетроны для непрерывного режима имеют мощность до десятков киловатт на деци-

метровых волнах и до единиц киловатт — на сантиметровых. В мощных магнетронах применяется принудительное воздушное или водяное охлаждение; к. п. д. магнетронов может быть до 70% и даже выше (при работе в дециметровом диапазоне). Для сантиметрового диапазона он снижается до 30—60%.

Помимо магнетронов на фиксированную частоту делают настраиваемые магнетроны, в которых изменяется собственная частота резонаторов. С этой целью для более коротких волн в отверстия резонаторов вводят медные штырьки, которые уменьшают индуктивность, а для более длинных волн в щели вводят дополнительные металлические пластинки, увеличивающие емкость. Такие методы дают изменение частоты не более чем на 10—15%. Конструктивное выполнение подобных устройств представляет известные трудности, так как они находятся в вакууме, а управляться должны извне.

Электронная перестройка частоты магнетрона основана на том, что эта частота зависит от величины анодного тока. Изменение анодного тока на 1 А может дать изменение частоты до нескольких десятков мегагерц. Но в обычных магнетронах такая электронная настройка не получила широкого применения.

Однако существует особый тип магнетронов, называемых *митронами*, в которых изменением анодного напряжения и соответственно анодного тока можно получить даже двукратное изменение частоты. Митроны имеют конструкцию, несколько отличную от конструкции обычных магнетронов. Особенностью митронов является то, что у них анодный ток ограничен за счет понижения эмиссии катода (недокал катода) и имеется внешний резонатор с низкой добротностью, т. е. с широкой полосой частот. В непрерывном режиме работы митроны при изменении частоты в 2 раза дают выходную мощность не более единиц ватт. А при более узких пределах изменения частоты (5—20%) митроны могут иметь мощность в десятки ватт.

Обычные магнетроны не обладают достаточно высокой стабильностью частоты и фазы. Значительно более стабильные колебания π-вида могут быть получены в так называемых *коаксиальных магнетронах* (рис. 6-15). В таких магнетронах снаружи анодного блока расположен объемный резонатор высокой добротности. Этот внешний резонатор имеет собственную частоту, равную частоте колебаний π-вида магнетрона, и связан с резонаторами анода при помощи щелей, которые сделаны не во всех резонаторах, а через один. В этом случае во всех резонаторах, связанных с внешним резонатором, получаются колебания с одинаковой фазой, а в соседних резонаторах колебания будут противофазными.

Для наиболее коротких сантиметровых волн более удобен *обращенный коаксиальный магнетрон,* у которого катод и анод переставлены местами. Катод выполнен в виде наружного цилиндра, и с его внутренней поверхности происходит эмиссия

электронов. Анод с резонаторами расположен внутри катода и имеет меньший диаметр. А внутри анода находится высокодобротный объемный резонатор, служащий для стабилизации колебаний и связанный щелями с резонаторами анодного блока.

К новым типам магнетронных приборов относится *диготрон*, который предложил акад. П. Л. Капица. Ниготрон представляет собой цилиндрический объемный резонатор, вдоль оси которого действует постоянное магнитное поле. Внутри этого резонатора расположены коаксиально катод и анод, причем каждый из них сделан в виде системы сегментов. Высокая добротность основ-

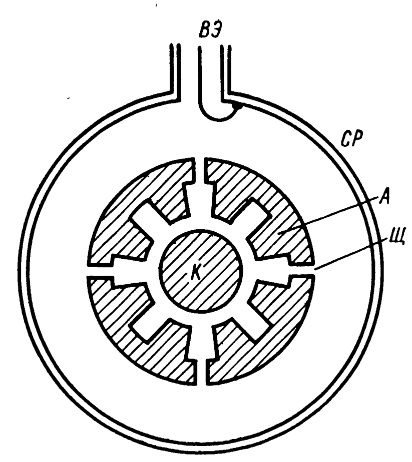


Рис. 6-15. Принцип устройства коаксиального магнетрона: *К* — катод; *А* — анодный блок с резонаторами; *Щ* — щели связи; *СР* — стабилизирующий резонатор; *ВЭ* — выход **энергии**

ного резонатора обеспечивает необходимую стабильность частоты колебаний. На дециметровых волнах при непрерывном режиме работы ниготрон может давать выходную мощность 100 кВт и даже более при к. п. д. до 50%.

6-4. Лампы бегущей и обратной волны (ЛБВ и ЛОВ)

Клистроны, применяемые в качестве усилителей, обладают недостатками. Они дают недостаточное усиление и имеют сравнительно низкий к. п. д. Это объясняется тем, что электроны на малом участке пути — между сетками выходного резонатора — отдают лишь небольшую часть своей энергии. Иначе говоря, электронный поток, сгруппированный в сгустки, слишком мало взаимодействует с электрическим полем выходного резонатора.

Второй недостаток клистрона — большой уровень собственных шумов. В нем, как и в любой лампе, электронный поток даже при постоянстве напряжений на электродах не вполне постоянен, а совершает беспорядочные изменения, называемые флуктуациями. Они объясняются, в частности, тем, что процесс электронной эмиссии неравномерный. Число электронов, вылетающих из катода в равные малые промежутки времени (напри-

мер, в каждую микросекунду), не постоянно. Причина этого заключается в беспорядочном тепловом движении электронов, атомов и молекул в веществе самого катода. Кроме того, происходят флуктуации состояния поверхности катода, числа электронов, попадающих на электроды клистрона, ионизации остатков газа, вторичной электронной эмиссии с поверхности электродов прибора. Величина флуктуаций электронного потока весьма мала, но после значительного усиления эти флуктуации становятся заметными. Флуктуационные шумы не позволяют принимать слабые сигналы, уровень которых ниже уровня шумов. При увеличении электронного потока флуктуационные шумы усиливаются, достигая наибольшей величины в режиме насыщения. Именно поэтому в качестве генераторов шумов для измерений и испытаний приемников применяют диоды, работающие в режиме насыщения. В клистронах для получения большого усиления и более высокого к. п. д. необходимо, чтобы электронный поток был значительным, но при этом и уровень шумов также будет высоким.

Третий недостаток клистрона — узкая полоса частот пропускаемых колебаний, объясняющаяся наличием двух или большего числа резонаторов с высокой добротностью. Расширение полосы путем ухудшения добротности резонаторов невыгодно, так как это снижает усиление и к. п. д. Однако для усиления частотно-модулированных или импульсно-модулированных сигналов необходима широкая полоса частот.

Недостатки, свойственные клистрону, в значительной степени устраняются в лампе бегущей волны (ЛБВ) и лампе обратной волны (ЛОВ). Усиление и к. п. д. в ЛБВ могут быть значительно выше, чем в клистроне. Это объясняется тем, что электронный поток в ЛБВ взаимодействует с переменным электрическим полем на большом участке пути и отдает значительную часть энергии на создание усиленных колебаний. Электронный поток в ЛБВ гораздо слабее, чем в клистроне, и поэтому уровень шумов сравнительно невелик. Полоса пропускаемых частот может быть большой, так как в самой ЛБВ нет колебательных систем. Коэффициент перекрытия по частоте доходит до 2—4. Ширина полосы частот ограничивается не лампой, а дополнительными устройствами, служащими для связи лампы с внешними цепями и для согласования отдельных элементов этих устройств между собой. ЛБВ для частот в тысячи мегагерц имеют полосу пропускаемых частот до сотен мегагерц, что вполне достаточно для радиолокации и всех видов современной радиосвязи.

Устройство ЛБВ типа О показано схематически на рис. 6-16. В левой части удлиненного баллона помещен электронный прожектор, имеющий подогревный катод *К*, фокусирующий электрод *ФЭ* и анод *А*. Электронный луч, созданный прожектором, проходит далее внутри замедляющей системы, например в виде

проволочной спирали *, выполняющей роль внутреннего провода коаксиальной линии. Наружным проводом служит металлическая трубка *Т*. Спираль укреплена на специальных изоляторах (для упрощения они не показаны). Фокусирующая катушка *ФК*, питаемая постоянным током, служит для сжатия электронного луча по всей его длине, что предотвращает увеличение поперечных размеров луча из-за взаимного отталкивания электронов. Вместо катушки для фокусировки могут быть применены также постоянные магниты. Так как магнитные фокусирующие системы громоздки, то в последнее время разработаны электростатические способы фокусировки электронного луча в ЛБВ, т. е. фокусировка электрическим полем.

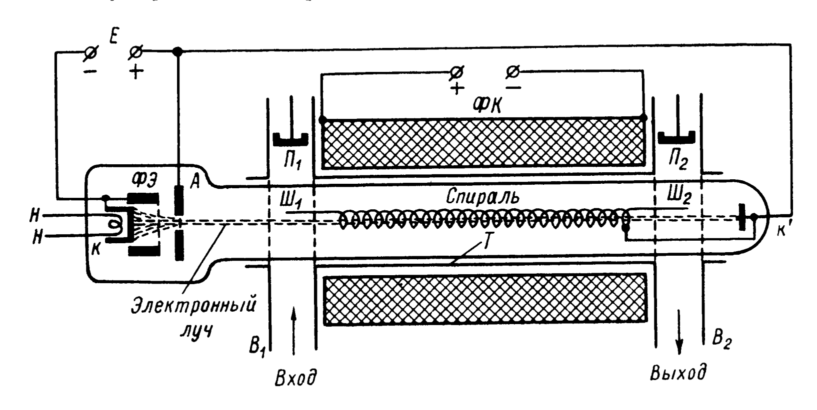


Рис. 6-16. Принцип устройства лампы бегущей волны

Усиливаемые колебания подводят к ЛБВ с помощью входного волновода B_1, в котором помещен приемный штырек $Ш_1$, представляющий собой начало спирали. На конце спирали имеется штырек $Ш_2$, возбуждающий колебания в выходном волноводе B_2. Плунжеры $П_1$ и $П_2$ служат для согласования волноводов со спиралью, т. е. для того, чтобы вдоль спирали распространялась бегущая волна. Электронный луч, пройдя спираль, попадает на коллектор *К'*. Спираль электрически соединена с коллектором. В ЛБВ на частоте до 4000 МГц связь спирали с внешними цепями осуществляют с помощью коаксиальных линий, так как волноводы для этих частот слишком громоздки.

Спираль конструируется обычно так, что фазовая скорость волны вдоль оси спирали $v_ф \approx 0{,}1\ c = 30\,000$ км/с. Практически спираль имеет десятки или сотни витков. Для сантиметровых волн длина спирали может быть 10—30 см и более, а ее диаметр составляет несколько миллиметров.

---

* Правильнее было бы говорить «соленоид», а не «спираль», но общепринятым является именно термин «спираль».

На рис. 6-17 показана структура электрического поля внутри спирали для случая, когда одна длина волны располагается на протяжении шести витков. Сама спираль изображена в разрезе. Знаками плюс и минус показано распределение потенциалов на проводе спирали, причем бóльшие плюсы и минусы соответствуют более высокому потенциалу. Изображенное поле соответствует какому-то одному моменту времени. Так как волна бежит по спирали, то поле, показанное на рис. 6-17, вращается вокруг ее оси и перемещается вдоль этой оси со скоростью $v_ф$. Существует, конечно, еще электрическое поле между спиралью и внешней металлической трубкой (не показанное на рисунке),

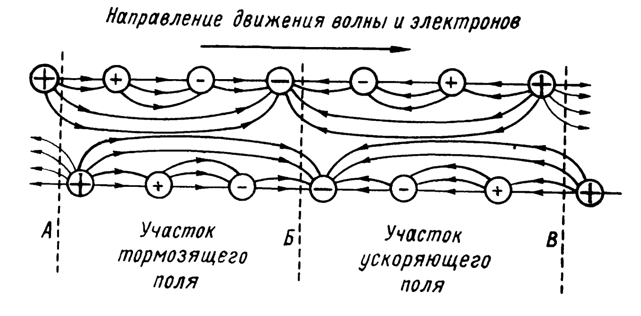


Рис. 6-17. Электрическое поле бегущей волны внутри спирали

но оно не взаимодействует с электронным лучом. Вокруг витков спирали есть также переменное магнитное поле, но электроны не имеют энергетического взаимодействия с ним.

Скорость электронов, попадающих в спираль, должна быть немного больше $v_ф$, т. е. она тоже порядка 0,1 c. Это достигается тем, что напряжение анода устанавливается несколько больше 2 500 В. В результате взаимодействия электронного луча с электрическим полем бегущей волны получается модуляция электронов по скорости и группировка их в сгустки. Иначе говоря, луч перестает быть равномерным по плотности и в нем появляются участки большей плотности, отделенные друг от друга разреженными участками.

Рассматривая рис. 6-17, нетрудно заметить, что участок спирали на протяжении одной полуволны (*АБ*) образует для электронов тормозящее поле, а на протяжении другой полуволны — ускоряющее (участок *БВ*). Вдоль спирали чередуются участки ускоряющего и тормозящего полей. Если в начале спирали в данный момент времени оказывается участок тормозящего поля, то электроны в нем тормозятся и далее продолжают двигаться в пределах того же участка к концу спирали, группируясь в более плотные сгустки. Постепенно уменьшая скорость, они все время отдают энергию полю, усиливая бегущую волну. Если же

электроны в начале спирали влетают в участок ускоряющего поля, то они увеличивают свою скорость и, обгоняя поле, постепенно переходят в следующий участок, где поле тормозящее. Хотя эти электроны, попав сначала в ускоряющее поле, отнимут от бегущей волны некоторую энергию, далее они возвращают ее волне, так как переходят на участок тормозящего поля.

Таким образом, на участках тормозящего поля образуются электронные сгустки, отдающие все время энергию волне. Поэтому электроны отдают бегущей волне значительную энергию на протяжении всей спирали. Амплитуды тока и напряжения бегущей волны по мере ее перемещения к концу спирали увеличиваются. При этом становятся сильнее ускоряющее и тормозящее поля волны, а значит усиливается эффект группирования электронов. Но тогда увеличивается и отдача энергии электронам. В результате такого постепенно усиливающегося процесса на выходе получаются значительно усиленные колебания. Энергию, отдаваемую бегущей волне, сами электроны получают от источника анодного питания.

При большом усилении и плохом согласовании спирали с волноводами появляется волна, отраженная от выходного конца спирали. Дойдя до входного конца, такая волна снова отражается, усиливается, затем опять отражается от выходного конца и т. д. В результате возникает самовозбуждение, т. е. ЛБВ начинает генерировать собственные колебания, что недопустимо при усилении. Для устранения этого явления часть спирали в начале или середине делают из провода высокого сопротивления, чтобы поглотить энергию отраженной волны. Часто в качестве поглотителя применяют слой графита на поверхности баллона или на изоляторах, поддерживающих спираль.

В ЛБВ для более коротких сантиметровых волн спираль заменяют замедляющими волноводными системами различных типов, так как трудно изготовить спираль очень малых размеров. Подобные замедляющие системы применяются также в мощных ЛБВ, так как спираль не может выдержать рассеяния в ней большой мощности. ЛБВ со спиральной замедляющей системой делают на выходные мощности до 1 кВт и частоты до 10 ГГц.

В настоящее время разработано много различных ЛБВ, применяемых в качестве входных, промежуточных и выходных широкополосных усилителей аппаратуры радиорелейных многоканальных линий, космической связи и в ряде других случаев. Наличие гармоник в токе пучка позволяет использовать ЛБВ в умножителях частоты.

По выходной мощности ЛБВ разделяются на ряд типов. Малошумящие ЛБВ, в которых ток пучка составляет 100—200 мкА, имеют выходную мощность порядка тысячных или сотых долей ватта. В специальных приемных устройствах добиваются особенно малого уровня шумов, охлаждая ЛБВ до

весьма низкой температуры. ЛБВ малой мощности (до 1—2 Вт) имеют ток пучка порядка единиц или десятков миллиампер. Коэффициент усиления у них бывает до сотен тысяч. При средней (до 100 Вт) и большой мощности (до 100 кВт) усиление получается меньше — до тысяч, а ток пучка имеет величину от сотен миллиампер до единиц ампер. У сверхмощных ЛБВ полезная мощность составляет сотни киловатт. Напряжение питания применяется от сотен вольт для маломощных ЛБВ до десятков киловольт и выше — для мощных. К. п. д. у мощных ЛБВ может быть до 30—40%. Многие ЛБВ используются в импульсном режиме и могут дать мощность в импульсе до 10 МВт и более.

Для повышения к. п. д. в ЛБВ применяют торможение электронов после замедляющей системы. Это достигается тем, что на коллектор подают меньшее постоянное напряжение, чем на замедляющую систему. Тогда уменьшается мощность, потребляемая от источника питания. Также для повышения к. п. д. служат комбинированные (гибридные) приборы, представляющие собой сочетание клистрона с ЛБВ и называемые *твистронами*. В них клистронная система создает электронные сгустки, которые далее попадают в систему, аналогичную ЛБВ. Именно в этой последней получается усиленная выходная мощность. У твистронов к. п. д. доходит до 50%, а ширина относительной полосы пропускаемых частот может быть до 10—15%. Выходная мощность в импульсном режиме у некоторых твистронов составляет десятки мегаватт.

Принципы работы ЛБВ послужили основой для создания *ламп обратной волны* (ЛОВ), которые иногда называют также *карцинотронами*. Эти лампы в отличие от ЛБВ используются, главным образом, для генерации колебаний, но могут также работать и в усилительном режиме. В ЛОВ применяются такие же системы фокусировки и такие же замедляющие системы, как и в ЛБВ, но волна и электронный поток движутся навстречу друг другу. На рис. 6-18, *а* показана схематически (без фокусирующей системы) усилительная ЛОВ типа О. Она имеет вход около коллектора и выход около катода. Несмотря на то, что подобная ЛОВ не имеет резонансных систем, она обладает резонансными свойствами. Усиление в такой лампе получается лишь в узкой полосе частот, причем положение этой полосы в диапазоне частот зависит от ускоряющего постоянного напряжения U_0. Изменяя U_0, можно осуществить электронную перестройку. Значительно более широкое применение имеют генераторные ЛОВ типа О (рис. 6-18, *б*). У них около коллектора расположено не входное, а поглощающее устройство (зачерненный треугольник на рис. 6-18, *б*), которое поглощает волну, отраженную от выходного конца замедляющей системы. Такая волна может появиться при неполном согласовании на выходе, и ее поглощение улучшает работу ЛОВ.

Первоначальные слабые колебания в генераторной ЛОВ возникают от флуктуаций электронного потока, затем эти колебания усиливаются и наступает генерация. Следует заметить, что генерация колебаний может возникнуть и в усилительной ЛОВ, если ток пучка в ней превысит некоторое критическое значение. Частота колебаний, генерируемых ЛОВ, зависит от ускоряющего напряжения U_0. Поэтому возможна электронная перестройка частоты с коэффициентом перекрытия до 1,5—2. В генераторных ЛОВ сантиметрового диапазона осуществляется изменение

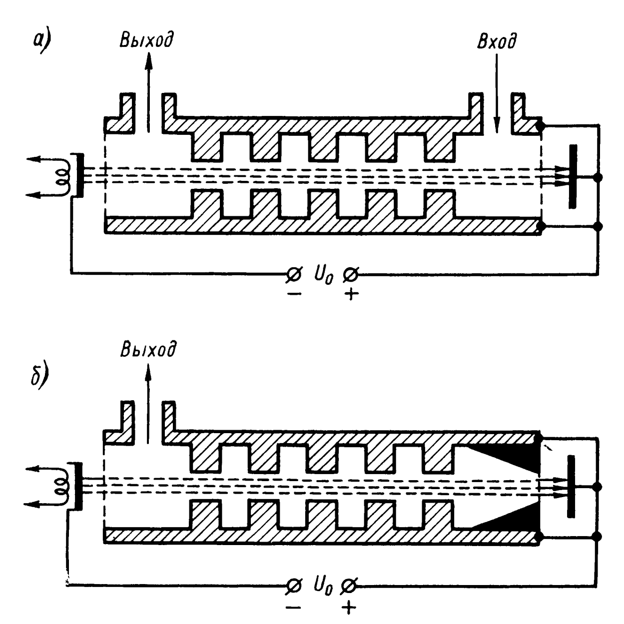


Рис. 6-18. Схемы устройства усилительной *(а)* и генераторной *(б)* ЛОВ

частоты порядка единиц мегагерц на один вольт ускоряющего напряжения. Выходная мощность генераторных ЛОВ бывает от десятков милливатт до единиц ватт, а к. п. д. составляет несколько процентов. Ускоряющее напряжение применяется порядка сотен или тысяч вольт, а ток пучка может быть от единиц до десятков миллиампер.

Разновидностью генераторных ЛОВ являются так называемые *резонансные ЛОВ,* в которых отсутствует поглотитель, а замедляющая система замкнута накоротко около коллектора и поэтому становится резонатором. В таких ЛОВ возможна не только электронная, но и механическая перестройка частоты. Резонансные ЛОВ обладают более высокой стабильностью частоты и более высоким к. п. д.

Рассмотренные выше многорезонаторные магнетроны дают большую выходную мощность и обладают высоким к. п. д., но их недостатками являются узкополосность, а также невозможность осуществления электронной перестройки частоты и усилительного режима. А ЛБВ и ЛОВ типа О, наоборот, характерны широкополосностью, электронной перестройкой частоты и возможностью работать в качестве усилителей, но зато имеют сравнительно малый к. п. д. и во многих случаях небольшую выходную мощность. Поэтому были разработаны приборы, сочетающие в себе достоинства магнетронов и ламп бегущей или обратной волны.

Значительное применение получили ЛБВ и ЛОВ типа М. На рис. 6-19 изображена схематически ЛБВ типа М плоской кон-

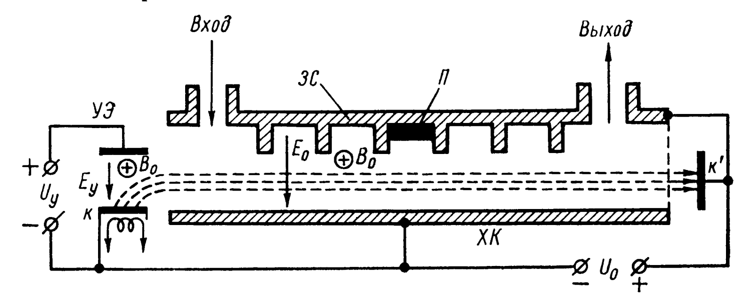


Рис. 6-19. Схема устройства плоской ЛБВ типа М

струкции. Электроны, эмиттированные накаленным катодом *К*, попадают в постоянное электрическое поле $E_у$, созданное напряжением управляющего электрода *УЭ*, и перпендикулярное к плоскости чертежа постоянное магнитное поле B_0, созданное внешней магнитной системой, не показанной на чертеже. Под действием этих двух полей электронный поток искривляет свою траекторию и движется к коллектору *К'* в пространстве взаимодействия между замедляющей системой *ЗС* и холодным катодом *ХК*. Как видно, у ЛБВМ холодный катод находится в том месте, где в магнетронах расположен накаленный катод. Замедляющая система находится под постоянным положительным потенциалом относительно этого катода. Поэтому на электронный поток действуют поперечное постоянное электрическое поле E_0 и постоянное магнитное поле B_0. Двигаясь в этих скрещенных полях, электронный поток передает часть своей энергии электромагнитной волне, распространяющейся от входа к выходу, т. е. происходит усиление. Для устранения возможности самовозбуждения в замедляющей системе находится поглотитель *П*.

К. п. д. ЛБВ типа М при большом входном сигнале может быть до 50—70%, а коэффициент усиления доходит до сотен. ЛБВМ в непрерывном режиме работы имеет выходную мощность до нескольких киловатт, а у импульсных ЛБВМ она

может составлять несколько мегаватт. В настоящее время эти лампы используются, главным образом, как мощные выходные усилители. Вариант устройства ЛБВМ цилиндрической конструкции показан схематически на рис. 6-20. На нем сохранены обозначения, бывшие на рис. 6-19.

Аналогично ЛБВМ устроены *лампы обратной волны типа М*, которые могут быть усилительными или генераторными. В этих лампах выход расположен у начала электронного потока, взаимодействующего с волной, распространяющейся ему навстречу. Усилительные ЛОВМ имеют вход и выход, а в генераторных ЛОВМ имеется только выход и около коллектора помещен по-

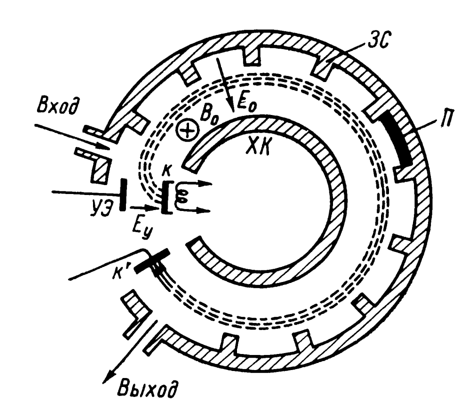


Рис. 6-20. Схема устройства цилиндрической ЛБВМ

глотитель. Выходная мощность генераторных ЛОВМ при режиме непрерывной работы достигает несколько десятков киловатт в дециметровом диапазоне и сотен ватт — в сантиметровом. К. п. д. составляет около 50—60%. Возможна электронная перестройка частоты путем изменения ускоряющего напряжения U_0.

6-5. Платинотрон

Еще одним представителем приборов, сочетающих в известной степени принципы работы магнетрона и ЛОВМ, является *платинотрон*. В отличие от ЛОВМ платинотрон имеет такой же накаленный цилиндрический катод, как и магнетрон (у ЛБВМ и ЛОВМ подобный катод был холодным). Платинотроны могут быть двух типов: для усилительного режима и для генерации колебаний.

Усилительный платинотрон, называемый *амплитроном*, показан схематически на рис. 6-21. Он имеет замедляющую систему в виде цепочки резонаторов, но в отличие от магнетрона эта цепочка разомкнута. Связки между резонаторами также разорваны, и за счет этого образованы вход и выход. Для устранения

возможности самовозбуждения колебаний π-вида (как в магнетроне) в амплитроне делают обычно нечетное число резонаторов. В амплитроне так же, как и в магнетроне, возникает замкнутое вращающееся электронное облако, которое взаимодействует с движущейся навстречу электромагнитной волной. Передача энергии электронов этой волне создает усиление колебаний.

Амплитроны применяются главным образом в качестве усилителей сравнительно мощных сигналов для получения больших выходных мощностей. К. п. д. амплитронов не менее 55—60%, а в мощных и сверхмощных приборах доходит до

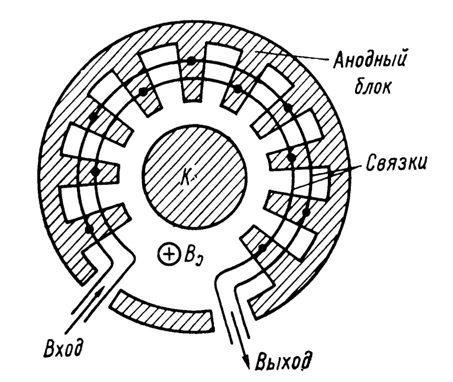


Рис. 6-21. Схема устройства амплитрона

70—85%. В непрерывном режиме амплитроны дают выходную мощность до 500 кВт, а в импульсном — до 10 МВт и даже больше. Коэффициент усиления получается порядка десятков. Относительная полоса рабочих частот может составлять 5—10%. Анодное напряжение обычно равно единицам или десяткам киловольт, а ток анода доходит до десятков ампер.

Разновидностью амплитрона, предназначенной для генерации колебаний, является *карматрон*. Он имеет такое же устройство, как и амплитрон, но вместо входа у него включена согласованная нагрузка. Карматроны имеют такие же выходную мощность и к. п. д., как и амплитроны. Для генерации более стабильных по частоте колебаний используют амплитрон вместе с высокодобротным внешним резонатором, включенным на вход амплитрона, и некоторыми дополнительными приборами. Получающееся при этом более сложное устройство названо *стабилотроном*. В нем генерируются колебания с высокой стабильностью частоты, причем возможна перестройка частоты примерно на 10%.

Мы познакомились с основными типами электронных приборов СВЧ. Кроме них разработаны многие другие приборы, не нашедшие пока широкого применения. Поэтому они не рассматриваются в данной книге.

Глава седьмая

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ СВЧ

В технике СВЧ уже много лет используются полупроводниковые диоды, а в последнее время стали применяться и транзисторы. Кроме того, разработаны некоторые новые специальные полупроводниковые приборы для СВЧ.

7-1. Полупроводниковые диоды

На СВЧ широкое распространение получили маломощные точечные полупроводниковые диоды. Материалом для них служат германий, кремний или арсенид галлия с повышенным содержанием донорной или акцепторной примеси, благодаря чему база имеет низкое удельное сопротивление. За счет этого получается малое время жизни носителей и происходит быстрое рассасывание заряда, накапливаемого в базе при прохождении прямого тока. Кроме того, малая площадь электронно-дырочного перехода обусловливает очень небольшую емкость перехода. Именно эти особенности позволяют применять такие диоды на СВЧ. Однако при низком удельном сопротивлении базы электронно-дырочный переход получается очень тонким и его пробой возникает уже при обратном напряжении в единицы вольт. Во многих случаях применения диодов это обстоятельство не является недостатком, поскольку диоды большей частью работают при малых сигналах. Однако диоды с низким пробивным напряжением могут легко выйти из строя при сравнительно небольших перенапряжениях, например от зарядов статического электричества.

Полупроводниковые диоды для СВЧ, как правило, имеют коаксиальную конструкцию (рис. 7-1) для более удобного их соединения с коаксиальными линиями или волноводами. Коаксиальные выводы диодов устраняют вредное влияние емкости и индуктивности этих выводов. Кроме показанных на рис. 7-1 конструкций, встречаются и другие.

Применение диодов с *p—n*-переходом на СВЧ довольно разнообразно. *Детекторные диоды*, иначе называемые *видеодетекторами*, используются в приемной и измерительной аппаратуре всех СВЧ-диапазонов. *Смесительные* диоды применяются в той же аппаратуре для преобразования частоты. По сравнению с преобразователями частоты на вакуумных диодах преобразователи частоты с полупроводниковыми диодами имеют то преимущество, что время пробега носителей и емкость у полупроводникового диода значительно меньше, чем время пролета электронов и емкость у вакуумного диода. Вместе с тем у полупроводниковых диодных преобразователей значительно меньше уровень собственных шумов.

Параметрические (варакторные) диоды чаще всего используются в параметрических малошумящих усилителях. В таких усилителях эти диоды играют роль нелинейной емкости, изменяющейся под действием приложенного переменного напряжения. В параметрических усилителях СВЧ удается получить значительное усиление колебаний при малом уровне шумов. *Умножительные диоды*, как показывает их название, применяют для умножения частоты. Поскольку диод является нелинейным прибором, то иногда с помощью *модуляторных диодов* осуществляют модуляцию колебаний СВЧ.

Для переключения цепей СВЧ служат *переключательные диоды*, причем в ряде случаев возникает необходимость осу-

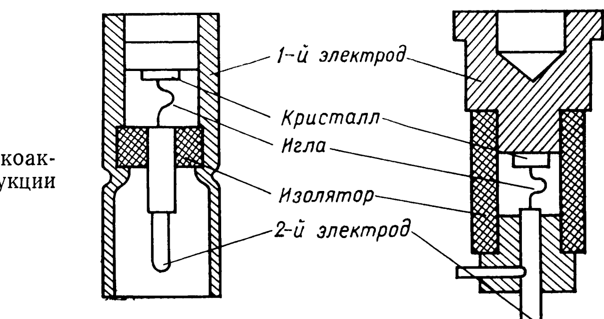


Рис. 7-1. Примеры коаксиальной конструкции диодов СВЧ

ществления таких переключений в цепях со значительными мощностями. Использование полупроводниковых диодов для переключения позволяет уменьшить массу и габариты, увеличить надежность и долговечность радиоэлектронной аппаратуры. В переключательных диодах теряется очень небольшая мощность. Однако допустимая переключаемая мощность у таких диодов значительно меньше, чем у ионных или ферритовых переключающих устройств.

Сам процесс переключения в диодах сводится к тому, что резко изменяется полное сопротивление диода, причем это изменение осуществляет либо сам сигнал, либо дополнительное управляющее постоянное напряжение той или иной полярности, подаваемое на диод. Применяются различные типы переключательных диодов. Обычная разница между прямым и обратным сопротивлениями используется в *нерезонансных переключательных диодах*. В таких диодах должны быть минимальными емкость и индуктивность. Поэтому подобные диоды делаются без корпуса и выводных проводов, а емкость p—n-перехода нередко компенсируют подключением к диоду некоторой индуктивности.

Резонансные переключательные диоды работают следующим образом. При прямом постоянном напряжении они представ-

ляют собой параллельный колебательный контур, состоящий из емкости корпуса, индуктивности выводов и сопротивления потерь диода. На резонансной частоте такой контур имеет большое сопротивление. А при обратном напряжении диод превращается в последовательный контур, состоящий из индуктивности выводов, барьерной емкости и сопротивления потерь. В этом режиме сопротивление диода на резонансной частоте мало.

Переключательный резонансный диод должен иметь параметры, обеспечивающие параллельный и последовательный резонанс на нужной частоте. Иногда для этого приходится подключать к диоду дополнительные реактивные элементы.

Поскольку точечные диоды позволяют переключать лишь малые мощности, то для мощностей в единицы ватт при непрерывном режиме применяются плоскостные диоды. В случае импульсного режима такие диоды могут переключать мощности

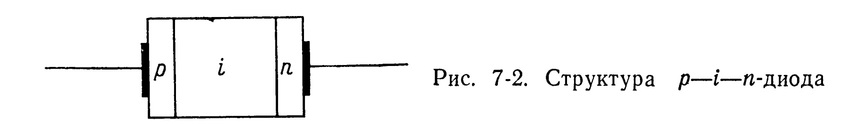


Рис. 7-2. Структура *p*—*i*—*n*-диода

до единиц киловатт при длительности импульсов в единицы микросекунд. Время переключения при этом может быть не более 10—20 нс.

Специально для быстрого переключения СВЧ-цепей при значительных мощностях применяются плоскостные *p*—*i*—*n*-диоды, изготовляемые обычно из кремния. Такие диоды имеют области *p* и *n* с относительно большой проводимостью (с большой концентрацией примесей), отделенные друг от друга более широкой областью типа *i*, что обеспечивает малую емкость диода (рис. 7-2). При отсутствии внешнего напряжения сопротивление этой области велико. Оно становится еще больше при обратном напряжении, поскольку области в этом случае обедняются основными носителями. Прямое напряжение вызывает интенсивную инжекцию в *i*-область дырок из *p*-области и электронов из *n*-области. В результате этого сопротивление *i*-области и всего диода в целом резко снижается (в 10^3—10^4 раз).

У мощных *p*—*i*—*n*-диодов напряжение пробоя *i*-области составляет несколько киловольт, и поэтому такие диоды могут применяться для переключения мощностей до десятков киловатт в импульсе.

Существует множество самых различных схем использования переключательных диодов для решения разнообразных задач в СВЧ-устройствах. В качестве примера одна из схем приведена на рис. 7-3. Если на левый диод подано прямое напряжение, а на правый — обратное (знаки полярности без скобок), то левый диод имеет малое сопротивление, а правый — большое.

Поэтому сигнал из линии *1* будет практически проходить только в линию *3*, а четвертьволновый отрезок левой линии, замкнутый почти накоротко диодом, будет играть роль металлического изолятора. При обратной полярности управляющих напряжений (знаки в скобках) диоды поменяются ролями и сигнал будет передаваться только в линию *2*.

Для переключения и других процессов в технике СВЧ в последнее время начинают применяться *диоды Шоттки* или *диоды на «горячих» носителях*. В этих диодах используется контакт между металлом и полупроводником. Потенциальный барьер, образующийся в таком контакте, в свое время был исследован немецким физиком Шоттки.

Рис. 7-3. Пример схемы переключения с диодами

Диод Шоттки представляет собой низкоомную полупроводниковую подложку (например, кремний типа n^+) с высоким содержанием донорной примеси, имеющую сверху тонкую пленку того же, но уже высокоомного полупроводника, на которую нанесен металлический слой. Прямое внешнее напряжение прикладывается плюсом к металлу, и почти все оно действует в высокоомной пленке. Электроны в ней разгоняются до большой скорости (становятся «горячими»), преодолевают потенциальный барьер и попадают в металл. Но в металле не происходят процессы накопления и рассасывания неосновных носителей, как в полупроводниковой базе обычного диода. Поэтому диоды Шоттки обладают большим быстродействием, зависящим только от времени пробега электронов через высокоомную пленку (менее 10^{-11} с) и величины барьерной емкости, которая при малой площади контакта может быть сделана очень малой. В результате этого диоды Шоттки могут работать на частотах до 15—20 ГГц и время переключения у них составляет десятые и даже сотые доли наносекунды. Обратный ток у этих диодов очень мал.

7-2. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением

Широко применяются на СВЧ полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением, к которым относятся *туннельные диоды, лавинно-пролетные диоды* и *диоды Ганна*.

Наиболее «старыми» из них являются туннельные диоды, используемые для генерации, усиления и переключения сигналов, умножения и преобразования частоты. В этих диодах в результате так называемого *туннельного эффекта* возникает режим работы, при котором диод создает отрицательное сопротивление переменному току (отрицательное дифференциальное сопротивление), т. е. вольт-амперная характеристика диода при прямом напряжении имеет падающий участок (рис. 7-4). Сам туннельный эффект состоит в том, что при достаточно малой толщине *p*—*n*-перехода, получающейся при высокой концентрации примеси, электроны способны преодолевать потенциальный барьер в переходе без изменения своей энергии. Такое перемещение электронов не может быть объяснено с точки зрения классической физики, в которой электрон считается только частицей вещества. Но с точки зрения современной квантовой физики электрон надо рассматривать также и как волну, а волна может при некоторых условиях пронизывать *p*—*n*-переход, не затрачивая на это энергии.

Физический смысл отрицательного сопротивления противоположен физическому смыслу обычного активного сопротивления, которое характеризует безвозвратный расход энергии переменного тока. Отрицательное сопротивление показывает возможность генерации переменного тока, разумеется за счет затраты энергии постоянного тока от источника питания. Таким образом, туннельный диод в режиме, соответствующем участку *АБ* своей вольт-амперной характеристики, может работать как генератор. Если туннельный диод подключен к колебательному контуру, то в контур вносится отрицательное сопротивление, которое будет компенсировать сопротивление потерь контура. Генерация колебаний возникнет при условии, что положительное сопротивление потерь полностью компенсируется отрицательным сопротивлением, так как тогда начавшиеся в контуре колебания не будут затухать.

Поскольку туннельный переход электронов сквозь потенциальный барьер совершается за время 10^{-3}—10^{-5} нс, то можно успешно применять туннельные диоды на СВЧ. Практически частотный предел этих диодов определяется не инерционностью туннельного эффекта, а емкостью самого диода, индуктивностью его выводов и его активным сопротивлением. Туннельные диоды могут также применяться для усиления колебаний СВЧ, так как с помощью их отрицательного сопротивления значительно снижается сопротивление потерь колебательных систем, а за счет этого происходит возрастание амплитуды колебаний, вызванных в этих системах усиливаемыми сигналами. В режиме переключения туннельные диоды обладают большим быстродействием. Однако недостатком туннельных диодов является их малая мощность. Она объясняется тем, что падающий участок характеристики соответствует прямому напряжению всего лишь в де-

сятые доли вольта. А значительное увеличение площади перехода с целью получения бо́льших токов приведет к нежелательному возрастанию емкости, вследствие чего снизится предельная частота. Туннельные диоды в режиме генерации на дециметровых волнах дают мощность колебаний не более единиц милливатт при к. п. д. порядка 30%.

Различные туннельные диоды изготовляются из германия, арсенида галлия и антимонида индия. Их достоинствами являются малый уровень шумов и большая стойкость к ионизирующему излучению.

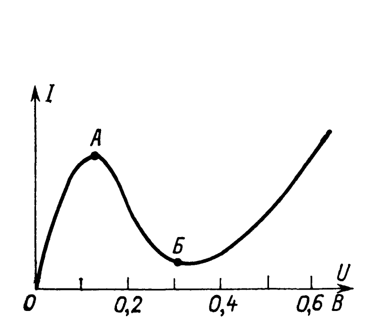


Рис. 7-4. Вольт-амперная характеристика туннельного диода

Рис. 7-5. Вольт-амперная характеристика обращенного диода

Если туннельный диод изготовлен с несколько меньшей концентрацией примеси, но все же значительно большей, чем у обычных (не туннельных) диодов, то падающий участок в характеристике практически исчезает и характеристика приобретает вид, показанный на рис. 7-5. Такой диод называют *обращенным.* У него получается значительный ток при обратном напряжении в десятки милливольт, а при прямом напряжении в десятые доли вольта ток мал. Резкая нелинейность характеристики вблизи начала координат показывает, что обращенный диод может дать хороший детекторный эффект при детектировании слабых сигналов. Такие диоды успешно применяются на СВЧ для детектирования и преобразования частоты.

Для усиления и генерации колебаний СВЧ могут успешно применяться *лавинно-пролетные диоды* (ЛПД), впервые предложенные в СССР А. С. Тагером и В. М. Вальд-Перловым. Эти диоды работают в режиме электрического пробоя при постоянном обратном напряжении и при известных условиях могут обладать отрицательным сопротивлением для переменного тока. Такое отрицательное сопротивление получается только при работе на СВЧ. На более низких частотах оно не возникает.

Пусть к ЛПД приложено постоянное обратное напряжение и некоторое переменное. Под действием положительной полуволны обратного напряжения (имеется в виду, что эта полуволна соответствует возрастанию обратного напряжения на диоде) в режиме пробоя возникает лавинообразный процесс нарастания тока, т. е. «электрическая лавина». Вследствие инерционности процессов в полупроводниках, т. е. конечного времени пробега носителей через p—n-переход, эта лавина достигает максимума с некоторым запаздыванием по отношению к вызвавшей ее положительной полуволне переменного напряжения. Образовавшаяся лавина под действием постоянного напряжения продолжает двигаться и в течение следующего отрицательного полупериода напряжения. Таким образом, импульс тока, соответствующий лавине, противоположен по знаку отрицательной полуволне переменного напряжения. Следовательно, для переменного тока получается отрицательное сопротивление. Подключая ЛПД к колебательной системе СВЧ, можно за счет отрицательного сопротивления получить генерирование колебаний или усиление. На более низких частотах инерционность процессов сказывается слишком мало и запаздывание импульса тока по отношению к переменному напряжению получается ничтожно малым, так что практически отрицательное дифференциальное сопротивление не возникает.

Можно провести некоторую аналогию между ЛПД и клистроном, в котором положительная полуволна напряжения создает сгусток электронов, отдающий затем часть своей энергии в тормозящем поле. ЛПД могут иметь не только p—n-структуру, но и более сложную, например в диодах Рида используется структура n^+—p—i—p^+.

В генераторах ЛПД подключается к объемному резонатору. Такие генераторы могут давать в непрерывном режиме полезную мощность в единицы ватт при к. п. д. около 10%, а в импульсном режиме мощность возрастает до сотен ватт и к. п. д. до десятков процентов. В подобных генераторах возможна небольшая (на десятые доли процента) электрическая перестройка частоты при помощи изменения постоянного напряжения, но значительно более широкий диапазон частот в десятки процентов получается при изменении собственной частоты резонатора. При применении ЛПД для усиления сигналов сказывается их недостаток — относительно высокий уровень собственных шумов.

Еще одним представителем полупроводниковых приборов с отрицательным сопротивлением на СВЧ является *диод Ганна*, основанный на эффекте, открытом английским физиком Д. Ганном в 1963 г. Эффект Ганна состоит в том, что при достаточно большом напряжении, приложенном к полупроводнику, в токе через полупроводник возникают СВЧ-колебания. В течение ряда лет было проделано тщательное исследование этого эффекта,

были выяснены физические процессы, происходящие в полупроводниках при высокой напряженности действующего в них электрического поля, и были разработаны получившие уже довольно широкое распространение приборы для генерации колебаний СВЧ.

Диод Ганна представляет собой полупроводниковый кристалл без *p*—*n*-перехода, в котором создано сильное постоянное электрическое поле. Для включения диод имеет два электрода: анод и катод. Полупроводник должен применяться такой, который имеет две зоны проводимости, например арсенид галлия. Исследование подобных полупроводников показало, что в этих двух зонах проводимости электроны имеют разную подвижность. В зоне, расположенной выше, т. е. соответствующей более высоким уровням энергии, подвижность электронов меньше.

При отсутствии внешнего поля или при сравнительно слабом поле электроны находятся в нижней зоне проводимости, где они обладают более высокой подвижностью, и поэтому полупроводник имеет сравнительно высокую проводимость. Если увеличивать напряжение, приложенное к полупроводнику, то сначала ток возрастает в соответствии с законом Ома, но при некотором напряжении, когда напряженность поля становится достаточно высокой, бóльшая часть электронов переходит в верхнюю зону проводимости и вследствие уменьшения их подвижности в этой зоне сопротивление полупроводника резко увеличивается. Ток уменьшается, и в вольт-амперной характеристике возникает падающий участок, соответствующий отрицательному дифференциальному сопротивлению (рис. 7-6). Дальнейшее увеличение приложенного напряжения снова вызывает примерно пропорциональное возрастание тока.

Вследствие неизбежных неоднородностей в полупроводнике рассмотренное повышение сопротивления под действием сильного поля получается в данный момент времени не по всему объему, а лишь в каком-то одном месте. Область такого повышенного сопротивления и более сильного поля называют *доменом* (рис. 7-7). Практически домен обычно образуется около катода и не остается на одном месте, а движется с большой скоростью к аноду. В самом домене скорость электронов уменьшена и, следовательно, плотность объемного заряда увеличена, т. е. домен представляет собой своеобразный электронный сгусток. В нем сосредоточено более сильное поле, а в остальной части полупроводника поле более слабое и скорость электронов там выше. Поэтому справа от домена (справа на рис. 7-7) электроны быстрее уходят к аноду и возникает область, обедненная электронами. А слева от домена, наоборот, к нему быстрее приходят новые электроны. Именно этот процесс обусловливает перемещение домена от катода к аноду.

Дойдя до анода, домен исчезает, но новый домен снова возникает около катода, движется к аноду, и т. д. Именно пропада-

ние доменов и возникновение новых доменов сопровождается периодическим изменением сопротивления диода Ганна, вследствие чего появляются колебания тока диода, частоты которых при соответствующей достаточно малой длине пути домена (расстоянии анод — катод) оказываются в диапазоне СВЧ. Частота этих колебаний

$$f = v_{дом}/L,$$

где $v_{дом}$ — скорость перемещения домена, составляющая для арсенида галлия примерно 10^7 см/с; L — длина полупроводника. Обычно диоды Ганна имеют L порядка единиц микрометров. Отсюда следует, например, что при $L = 10$ мкм частота колебаний $f = 10^7/10^{-3} = 10^{10}$ Гц $= 10$ ГГц.

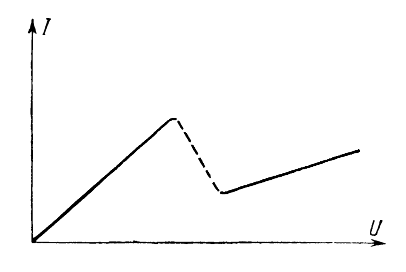


Рис. 7-6. Вольт-амперная характеристика диода Ганна

Катод
Домен
Анод
v
–
U_0
+

Рис. 7-7. Домен в диоде Ганна

Важной особенностью диодов Ганна является то, что в них работает весь объем полупроводника, а не только малая часть объема, занятая p—n-переходом в обычных диодах. Поэтому в диодах Ганна можно допустить гораздо большие мощности. В настоящее время эти диоды уже генерируют в непрерывном режиме колебания мощностью до десятков ватт, а в импульсном режиме — до единиц киловатт при к. п. д. от единиц до десятков процентов. По теоретическим расчетам предполагается, что можно создать диоды Ганна на мощности до сотен киловатт в импульсном режиме при частотах в десятки гигагерц.

7-3. Транзисторы для СВЧ

Применение транзисторов для усиления колебаний СВЧ весьма желательно, так как по сравнению с другими вакуумными и полупроводниковыми усилительными приборами для транзисторов характерны меньший уровень собственных шумов, более высокий к.п.д. и низкое напряжение питания. Однако изготовление таких транзисторов представляет собой значительные технологические трудности. В настоящее время разработаны как маломощные, так и более мощные биполярные транзисторы из германия, кремния и арсенида галлия для частот в единицы

гигагерц и даже до 10—15 ГГц. Наилучшие результаты дает изготовление подобных транзисторов по планарной технологии. В частности, так изготовляются кремниевые СВЧ-транзисторы типа $n-p-n$. Мощные СВЧ-транзисторы могут работать при мощности в импульсе до 100 Вт на частоте до 1 ГГц и до 5—10 Вт на частотах до 4—5 ГГц.

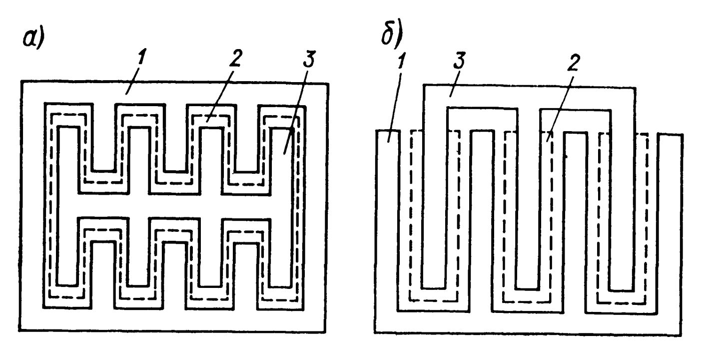


Рис. 7-8. Геометрические формы электродов мощных СВЧ-транзисторов: *а* — гребенчатая; *б* — многоэмиттерная

1 — вывод базы; *2* — область эмиттера; *3* — вывод эмиттера

Транзисторы малой мощности имеют очень малые размеры. Например, на кремниевой пластинке диаметром 40 мм формируется 8000 транзисторов размером 0,4×0,4 мм². Подобные транзисторы делаются обычно бескорпусными, и их часто применяют в гибридных пленочных микросхемах.

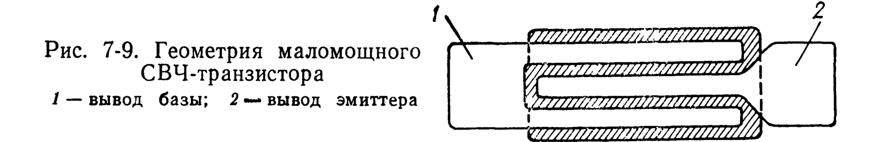


Рис. 7-9. Геометрия маломощного СВЧ-транзистора

1 — вывод базы; *2* — вывод эмиттера

Для уменьшения сопротивления базы и вредного эффекта вытеснения тока к краям эмиттера в биполярных транзисторах СВЧ обычно создают особую конфигурацию электродов, при которой эмиттерная область состоит из ряда полосок малой ширины. Такая геометрия электродов особенно необходима для мощных транзисторов, так как при больших токах эффект вытеснения тока особенно сильно выражен. Существует несколько вариантов этих транзисторов. Чаще всего встречается гребенчатая конфигурация, в которой эмиттерная область имеет форму гребенки, а контакты эмиттера и базы чередуются друг с другом (рис. 7-8, *а*). Другим вариантом является многоэмиттерная конструкция (рис. 7-8, *б*), в которой используется ряд отдельных эмиттеров в виде полосок (они могут иметь также форму

квадратов или кругов). Все эти эмиттеры соединены параллельно металлическим контактным слоем, нанесенным поверх слоя защитной оксидной изоляции. Для маломощного транзистора не требуется большая площадь переходов, и он может быть сделан по тому же принципу, но с малым числом полосок (рис. 7-9), длина которых составляет всего лишь 20—30 мкм, а ширина — единицы микрометров.

Помимо биполярных транзисторов на частотах в единицы гигагерц применяют также полевые транзисторы из арсенида галлия или кремния, имеющие весьма малую длину канала (порядка единиц микрометров).

Важное значение для работы транзистора на СВЧ имеет конструкция корпуса и выводов, обеспечивающая минимальное влияние паразитных емкостей и индуктивностей. Применяются, в частности, корпусы с полосковыми выводами, а для более высоких частот корпусы с коаксиальными выводами.

Глава восьмая

ИЗЛУЧЕНИЕ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ ДЕЦИМЕТРОВЫХ И САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН

8-1. Общие сведения об антенно-фидерных устройствах

Антенно-фидерное устройство состоит из *антенны*, служащей для излучения или приема радиоволн, и *фидерной линии*. Передающая антенна должна излучать в нужном направлении электромагнитные волны с возможно большей энергией. В приемной антенне радиоволны, пришедшие в определенном направлении, должны создать возможно более сильные колебания. Фидерная линия служит для передачи с наименьшими потерями электромагнитных волн от передатчика к антенне или от антенны к приемнику. При этом фидерные линии не должны обладать антенным эффектом, т. е. излучать или принимать волны.

Антенные устройства обладают *обратимостью*, т. е. любая передающая антенна, как правило, может работать в качестве приемной. Кроме того, если антенна, работающая в качестве передающей, обладает некоторыми свойствами, то они остаются и в случае использования данной антенны для приема. Например, если антенна излучает волны лучше всего в некотором определенном направлении, то она будет принимать лучше всего волны, приходящие в этом же направлении.

В большинстве случаев передающая или приемная антенна так же, как и фидерная линия, представляет собой проводник определенной формы и определенного размера или систему нескольких проводников. Учитывая свойство обратимости, рас-

смотрим главным образом передающие антенны. Все они пригодны и для приема. Практически иногда приемные и передающие антенны имеют некоторые различия.

8-2. Полуволновый вибратор

Для подробного изучения работы антенн СВЧ необходимо рассмотреть *полуволновый вибратор*. Симметричный полуволновый вибратор, называемый иначе *диполем*, служит основным элементом многих антенн для СВЧ. Он представляет собой четвертьволновую разомкнутую линию, провода которой развернуты в одну прямую (рис. 8-1). Основные свойства двухпроводной линии, рассмотренные в гл. 2, сохраняются и у вибратора. В нем также создаются стоячие волны при этом на концах

Рис. 8-1. Переход от четвертьволновой разомкнутой линии к полуволновому вибратору

провода всегда получаются узлы тока и пучности напряжения. Распределения тока и напряжения вдоль вибратора такие же, как и вдоль проводов линии. В зависимости от соотношения между длиной вибратора и длиной волны генератора входное сопротивление вибратора принимает различные значения. При резонансе оно наименьшее и чисто активное.

Скорость распространения электромагнитных волн вдоль реального вибратора несколько меньше, чем $3\cdot10^8$ м/с, и поэтому резонанс получается в случае, когда длина провода вибратора немного меньше $\lambda/2$ (практически порядка 0,47 λ). Если вибратор расположен очень близко к земле и различным местным предметам, то приходится брать его еще короче. Кроме того, если в середину вибратора включена катушка для связи с генератором, то длина вибратора должна быть взята с учетом того, что провод катушки входит в состав вибратора. При наличии такой катушки в ее средней точке получаются пучность тока и узел напряжения.

Отличие вибратора от линии заключается в его способности хорошо излучать электромагнитные волны. Двухпроводная линия излучает волны слабо, так как магнитные поля обоих проводников во внешнем пространстве почти полностью взаимно уничтожаются вследствие противоположных направлений токов в проводах. У вибратора обе половинки провода расположены

по одной прямой и токи в них совпадают по направлению. Излучения от этих токов складываются.

Поскольку вибратор хорошо излучает, то его нельзя считать идеальной линией. В нем получается режим смешанных волн. В результате исследования полуволнового вибратора выяснилось, что энергия излучаемых им волн эквивалентна потерям в активном сопротивлении величиной 73 Ом, которое следует считать включенным в пучность тока. Такое условное сопротивление, потери в котором эквивалентны потерям на излучение, называют *сопротивлением излучения* ($R_{изл}$).

Если бы в самом проводе и в изоляторах не было потерь энергии, то входное сопротивление вибратора в пучности тока

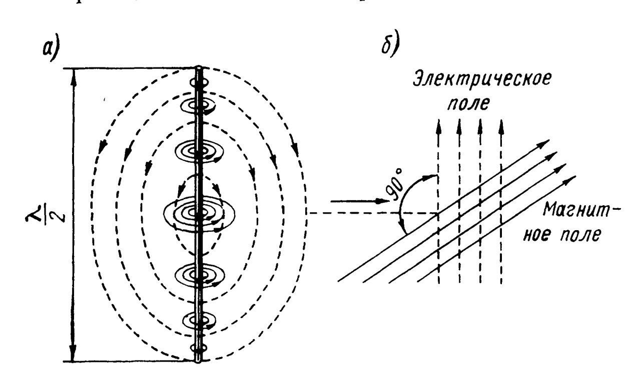


Рис. 8-2. Электромагнитное поле около вибратора и на значительном удалении от него

при резонансе составляло бы 73 Ом. Но в каждом вибраторе имеются потери на нагрев провода и изоляторов, на утечку и т. п. Поэтому входное сопротивление $R_{вх}$, называемое иначе полным сопротивлением антенны $R_А$, для нормального полуволнового вибратора при работе его на основной волне приближенно считают равным 80 Ом, т. е. добавляют 7 Ом на потери. Примерно такое сопротивление оказывает вибратор генератору, включенному в пучность тока (в середину вибратора).

Полная мощность колебаний в вибраторе $P_А$ определяется через ток в пучности $I_А$ и сопротивление $R_А$ по формуле

$$P_А = I_А^2 R_А.$$

Мощность излучаемых волн

$$P_{изл} = I_A^2 R_{изл}.$$

Отсюда следует, что к. п. д. вибратора определяется как

$$\eta = P_{изл}/P_A = R_{изл}/R_A.$$

Величина к. п. д. для полуволнового вибратора получается достаточно высокой — порядка 0,9 и даже выше.

При изображении распределений тока и напряжения в вибраторе следовало бы учитывать бегущую волну, которая перено-

сит энергию, идущую на излучение и на потери в самом вибраторе. Однако для упрощения изображают только стоячую волну.

На рис. 8-2, *а* показаны электрическое и магнитное поля вокруг вибратора. Распространившиеся от него электромагнитные волны всегда имеют определенную *поляризацию*, т. е. их электрические и магнитные силовые линии располагаются в некоторых определенных плоскостях. Если волны распространяются свободно, без преломлений и отражений, то на значительном удалении от вибратора электрические силовые линии располагаются параллельно вибратору, а магнитные — перпендикулярно к нему (рис. 8-2, *б*).

Принято поляризацию радиоволн определять по электрическому полю. Для вертикального вибратора (рис. 8-2) волна поляризована вертикально, так как электрические силовые линии расположены в вертикальной плоскости. Если же вибратор расположен горизонтально, то излучаемые им волны имеют горизонтальную поляризацию.

8-3. Направленное действие одиночного вибратора

На СВЧ гораздо легче, чем на более длинных волнах, осуществлять направленную передачу. Необходимое направленное действие может быть достигнуто устройством антенн в виде системы нескольких вибраторов. Применяя вибраторы с определенным сдвигом фаз между токами в них и располагая вибраторы на определенных расстояниях друг от друга, можно получить такой эффект, что излучаемые волны будут складываться в нужном направлении, но почти полностью взаимно уничтожаться в других направлениях. Рассмотрим направленность излучения одиночного полуволнового вибратора. Он дает наибольшее излучение волн в направлении, перпендикулярном к проводу самого вибратора, и совершенно не излучает в направлении вдоль провода.

Направленное действие антенны показывают с помощью *характеристик* или *диаграмм направленности*. Они изображают изменение напряженности поля излучаемых волн в зависимости от направления. Эти диаграммы обычно приводят для двух плоскостей. Одна из них, в которой лежит сам вибратор, называется *меридиональной плоскостью*. Например, для вертикально расположенного вибратора такой плоскостью будет любая вертикальная плоскость, проходящая через вибратор (рис. 8-3, *а*). Вторая плоскость, перпендикулярная к проводу, называется *экваториальной плоскостью*. Для вертикального вибратора это будет горизонтальная плоскость, пересекающая вибратор (рис. 8-3, *б*).

Если измерить на одном и том же расстоянии от вибратора, но по разным направлениям напряженность поля излучаемых волн, то результаты такого измерения дадут возможность

построить характеристику направленности. Практически нужно обойти вокруг вибратора по окружности в интересующей нас плоскости с каким-либо измерителем или индикатором напряженности поля.

Полуволновый вибратор в экваториальной плоскости не обладает направленным действием, т. е. излучает во все стороны одинаково. Его характеристика направленности в этой плоскости изображается окружностью (рис. 8-4, *а*). Величина напряженности поля, получающаяся в том или ином направлении и характеризующая направленность, пропорциональна длине радиуса, проведенного из центра к этой окружности. Так как

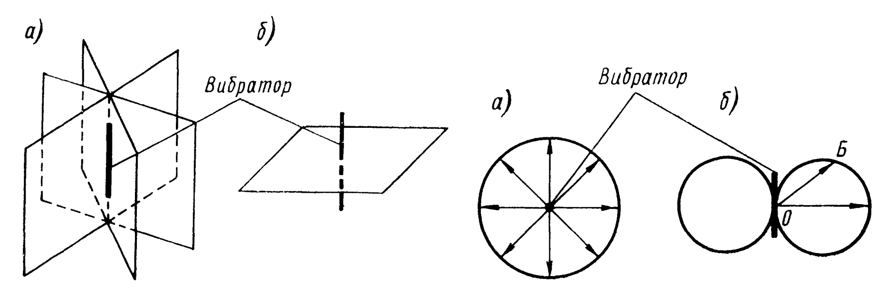


Рис. 8-3. Меридиональные (*а*) и экваториальная (*б*) плоскости

Рис. 8-4. Диаграммы направленности вибратора в экваториальной (*а*) и меридиональной (*б*) плоскостях

все радиусы одинаковы по длине, то ясно, что диаграмма показывает отсутствие направленности.

В меридиональной плоскости диаграмма направленности одиночного вибратора изображается кривой линией в виде восьмерки, каждая половинка которой по форме близка к окружности (рис. 8-4, *б*). На этом графике напряженность поля, получающаяся в том или ином направлении, пропорциональна длине вектора, проведенного из центральной точки *О* к кривой. При этом надо помнить, что векторы различной длины, например *ОА* и *ОБ*, изображают напряженность поля на одном и том же расстоянии от вибратора, но по разным направлениям от него.

На характеристиках направленности удобно величину напряженности поля откладывать в относительных единицах, т. е. наибольшую напряженность поля и соответствующую ей длину вектора *ОА* принимать за единицу, а длины векторов в других направлениях брать соответственно меньше. Например, если в направлении *ОБ* напряженность поля в 2 раза меньше наибольшей напряженности поля, то длина вектора *ОБ* должна составлять половину длины вектора *ОА*. Если восьмерку на рис. 8-4, *б* повернуть вокруг вибратора, как вокруг оси, то получится пространственная характеристика направленности в виде тороида, показанного в разрезе на рис. 8-5 и напоминающего

«бублик» без отверстия. Вектор, проведенный из центральной точки тороида O к его поверхности, характеризует относительную величину напряженности поля в данном направлении.

У антенн, состоящих из нескольких вибраторов, пространственные диаграммы направленности получаются весьма сложными и обычно рассматривают направленность только в двух наиболее важных плоскостях. Иногда бывает достаточно диаграммы направленности в одной плоскости.

Благодаря свойству обратимости антенн характеристики направленности излучения полностью справедливы и для приема волн. В экваториальной плоскости вибратор принимает одинаково волны, пришедшие по разным направлениям. В меридиональной плоскости лучше всего принимаются волны, приходя-

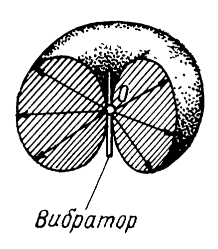


Рис. 8-5. Пространственная диаграмма направленности вибратора

щие в направлении AO, хуже — в направлении $БO$, а в направлении вдоль вибратора волны совсем не принимаются.

Обратимость свойств направленности нетрудно объяснить. Представим себе, что вибратор на рис. 8-2, *а* приемный и волна, показанная на рис. 8-2, *б*, приближается к нему, а не удаляется. В этом случае магнитные силовые линии волны перпендикулярны к проводу вибратора, и, пересекая его, они создадут в нем наибольшую индуктированную э. д. с. Но если волны приходят не перпендикулярно к вибратору, а вдоль него, то магнитные силовые линии не будут пересекать провод вибратора и никакой э. д. с. не возникнет.

Легко установить обратимость свойств вибратора и в отношении поляризации волн. Действительно, вертикальный вибратор (рис. 8-2) излучает вертикально поляризованные волны и способен принимать их. Он не может излучать волны с горизонтальной поляризацией, и если к нему придет горизонтально поляризованная волна, то приема не будет, так как магнитные силовые линии, расположенные вертикально, не пересекут провод и э. д. с. не возникнет.

Приведенные диаграммы показывают, что одиночный вибратор обладает слабо выраженной направленностью. Но все же ее необходимо учитывать при установке антенн. Для наилучшей связи вибраторы приемной и передающей антенн должны быть параллельны друг другу (рис. 8-6, *а*). Если они расположены под прямым углом (рис. 8-6, *б*), то вследствие направленного

действия вибраторов связи не будет. При ином расположении вибраторов под прямым углом (рис. 8-6, *в*) связи не будет, так как волны, излучаемые одним вибратором, имеют не ту поляризацию, которая необходима для приема их другим вибратором. Если, например, излучает левый вертикальный вибратор, то его волны поляризованы вертикально. Но они не создадут э. д. с. в правом приемном вибраторе, расположенном горизонтально. В промежуточных случаях расположения вибраторов связь будет хуже, чем в случае, показанном на рис. 8-6, *а*.

На практике характеристики направленности искажаются из-за отражения волн от местных предметов, окружающих ан-

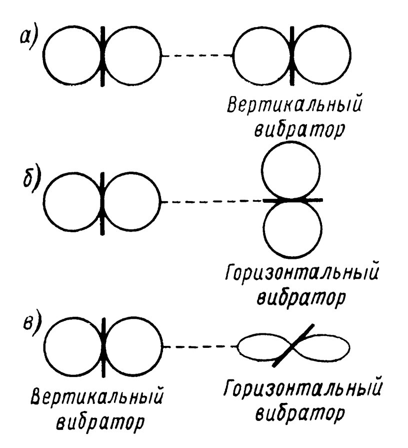


Рис. 8-6. Различное взаимное расположение приемного и передающего вибраторов

тенну, а также из-за того, что провод вибратора не точно прямолинейный. По таким же причинам происходит некоторое изменение плоскости поляризации. Вследствие этого для случаев, приведенных на рис. 8-6, *б* и *в*, связь получается, хотя и значительно более слабая. Этому также способствуют преломление, отражение и искривление пути радиоволн, наблюдающиеся при распространении их в атмосфере.

8-4. Направленное действие системы двух вибраторов

На рис. 8-7 показана диаграмма направленности в экваториальной плоскости двух параллельных вибраторов, которые расположены на расстоянии $\lambda/2$ друг от друга и имеют токи, совпадающие по фазе. Такие вибраторы называются *синфазными*. В этом случае вместо диаграммы в виде окружности, характерной для одиночного вибратора (для сравнения она показана на рисунке штриховой линией), получается сплющенная восьмерка, что объясняется следующим образом.

В направлениях *ОА* и *ОБ* волны от обоих вибраторов приходят в удаленную точку путями одинаковой длины. Поэтому

они совпадают по фазе и поля их складываются. Если токи в вибраторах одинаковы, то суммарная напряженность поля в этих направлениях $E_{макс}$ получается удвоенной по сравнению с напряженностью поля от одного вибратора E_1. В направлениях *ОВ* и *ОГ* волны вибраторов идут с противоположными фазами, так как волна от одного вибратора проходит лишний путь, равный $\lambda/2$, и вследствие этого отстает по фазе на 180°. Ясно, что в этих направлениях волны взаимно уничтожаются, т. е. излучения нет. В других направлениях волны от обоих вибраторов имеют некоторый средний между 0 и 180° сдвиг фаз и суммарная напряженность поля оказывается меньше, чем $E_{макс}=2E_1$.

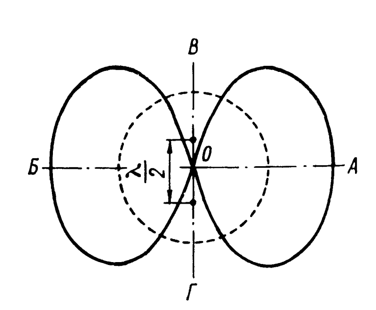


Рис. 8-7. Диаграмма направленности в экваториальной плоскости двух синфазных вибраторов

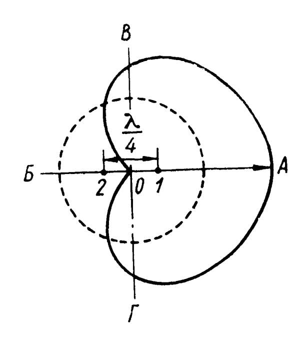


Рис. 8-8. Диаграмма направленности вибратора *1* с рефлектором *2*

Два противоположно направленных максимума излучения часто нежелательны. Применив другую систему двух вибраторов, можно получить максимальное излучение только в одну сторону. Этот важный случай показан на рис. 8-8. На нем дана диаграмма направленности в экваториальной плоскости двух параллельных вибраторов, расположенных на расстоянии $\lambda/4$ друг от друга, причем ток вибратора *1* отстает по фазе на 90° от тока вибратора *2*.

По направлению *ОА* волна от вибратора *2* проходит лишний путь, равный $\lambda/4$, и у нее получается отставание по фазе на 90° от тока вибратора *2*. Но так как эта волна излучается вибратором, ток которого опережает по фазе на 90° ток вибратора *1*, то волны обоих вибраторов движутся в направлении *ОА*, совпадая по фазе, и напряженность поля удваивается ($E_{макс}=2E_1$). В обратном направлении *ОБ* волна вибратором *1* излучается с отставанием по фазе на 90° относительно тока вибратора *2* и дополнительно отстает по фазе еще на 90° из-за лишнего пути длиной $\lambda/4$. Таким образом, она отстает по фазе на 180° от волны, излучаемой вибратором *2*. В результате обе волны взаимно уничтожаются, т. е. излучение в этом направлении отсут-

ствует ($E_{мин}=0$). По направлениям *ОВ* и *ОГ* волны от вибраторов имеют сдвиг фаз *90* и суммарная напряженность поля равна 1,4 E_1.

Диаграмма направленности двух таких вибраторов, называемая *кардиоидой*, показывает наглядно, что в этом случае существует только один максимум излучения в том направлении, в котором расположен вибратор с током, отстающим по фазе (для сравнения на рисунке показана штрихом характеристика направленности одиночного вибратора).

Получается, что вибратор *2* как будто отражает волны, излучаемые вибратором *1*. Поэтому вибратор *1* принято называть *антенной*, а вибратор *2* — *зеркалом* или *рефлектором*. Если от передатчика энергия подводится к рефлектору по фидерной линии, так же как и к антенне, то рефлектор называется *активным*. Подобные рефлекторы встречаются в специальных антеннах. Но чаще применяется *пассивный рефлектор*, ни с чем не соединенный и несколько удлиненный по сравнению с основным вибратором.

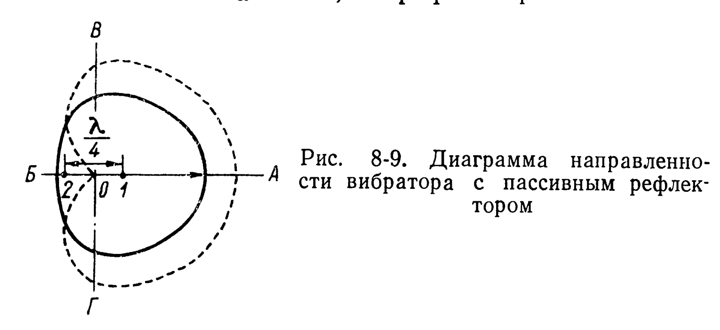


Рис. 8-9. Диаграмма направленности вибратора с пассивным рефлектором

Пассивный рефлектор получает энергию от электромагнитных волн, излучаемых вибратором *1*. Эти волны проходят путь λ/4, из-за чего создается их отставание по фазе на 90°. Электродвижущая сила, индуктируемая в рефлекторе, отстает еще на 90° от создающего ее электромагнитного поля. Вследствие того, что длина рефлектора больше, чем нужно для резонанса, его сопротивление имеет индуктивный характер (подобно разомкнутой линии с длиной больше четверти волны) и ток в нем отстает от э. д. с. еще на 90°. В результате ток в рефлекторе отстает от тока в антенне примерно на 270°, что равносильно опережению на 90°. А это и есть условие получения максимума излучения в сторону, противоположную рефлектору.

Пассивный рефлектор действует несколько хуже, чем активный, так как ток в нем получается меньше, чем в антенне, и сдвиг фаз не точно равен 90°. Поэтому характеристика направленности получается примерно такая, как на рис. 8-9 (для сравнения штрихом показана кардиоида). Удвоенная напряженность поля в направлении наибольшего излучения не получа-

ется, и излучение в обратную сторону не уничтожается. На практике подбором длины рефлектора и расстояния между ним и антенной добиваются наименьшего излучения в сторону рефлектора и наибольшего — в сторону антенны.

Возможен и другой вариант получения наибольшего излучения в одну сторону. Если к вибратору *2* (рис. 8-8) подвести энергию от передатчика, а вибратор *1* сделать пассивным (не соединенным ни с чем) и несколько укоротить его длину, то получается характеристика направленности, подобная изображенной на рис. 8-9. В этом случае вибратор *2* будет служить антенной, а вибратор *1*, называемый *директором*, будет направлять излучение в свою сторону.

Работа вибратора-директора объясняется следующим образом. Волны от антенны проходят к директору путь длиной $\lambda/4$ и поэтому отстают по фазе на 90°. Индуктированная в директоре э. д. с. отстает еще на 90°, но ток, созданный этой э. д. с., опережает ее на 90°, так как сопротивление укороченного вибратора имеет емкостный характер подобно разомкнутой линии, длина которой меньше $\lambda/4$. В результате ток директора отстает примерно на 90° от тока антенны и характеристика направленности получается примерно такая же, как на рис. 8-9. Наилучшая направленность достигается подбором длины директора и его расстояния от антенны.

8-5. Вибраторные антенны дециметровых волн

В простейших антеннах дециметровых волн излучающая часть делается в виде одного вибратора. Длина вибратора l выбирается в зависимости от отношения длины волны λ к диаметру провода d. Так, например, если $\lambda/d=40$, то $l\approx0{,}47\ \lambda$, а при $\lambda/d=200$ длина вибратора должна составлять 0,48 λ. Вибратор из более тонкого провода обладает более узкой полосой частот пропускаемых колебаний. Если желательно расширить эту полосу, чтобы вибратор хорошо работал в пределах некоторого диапазона, то его делают из стержней или трубок диаметром 10—30 мм.

Фидеры небольшой длины иногда работают в режиме стоячих волн. Простейшие антенны с такими фидерами показаны на рис. 8-10. В случае, приведенном на рис. 8-10, *а*, вибратор питается в пучности тока (*питание током*), в которой его входное сопротивление имеет величину порядка 80 Ом. Схема питания получается симметричная. На рис. 8-10, *б* показано несимметричное *питание напряжением*. Фидер подключается только одним проводом к концу вибратора, на котором имеется пучность напряжения. Так как в пучности напряжения входное сопротивление очень велико (тысячи ом), то фидер работает в режиме стоячих волн. Питание напряжением может быть симметричным, если применяется для двух синфазных вибраторов (рис. 8-10, *в*). Такая система питания широко применяется в сложных

многовибраторных антеннах. На рис. 8-10, *г* показано питание вибратора напряжением с помощью коаксиального кабеля. Вибратор при питании по рис. 8-10, *б* или *г* может располагаться под углом от 90 до 180° к фидерной линии.

Антенны с короткими фидерами, работающими в режиме стоячих волн, применяются для передвижных радиостанций, установленных на автомашинах, самолетах и т. п. Если же антенна значительно удалена от передатчика, то необходимо применять фидеры с бегущей волной. Для получения режима бегущей волны фидер согласуется с антенной.

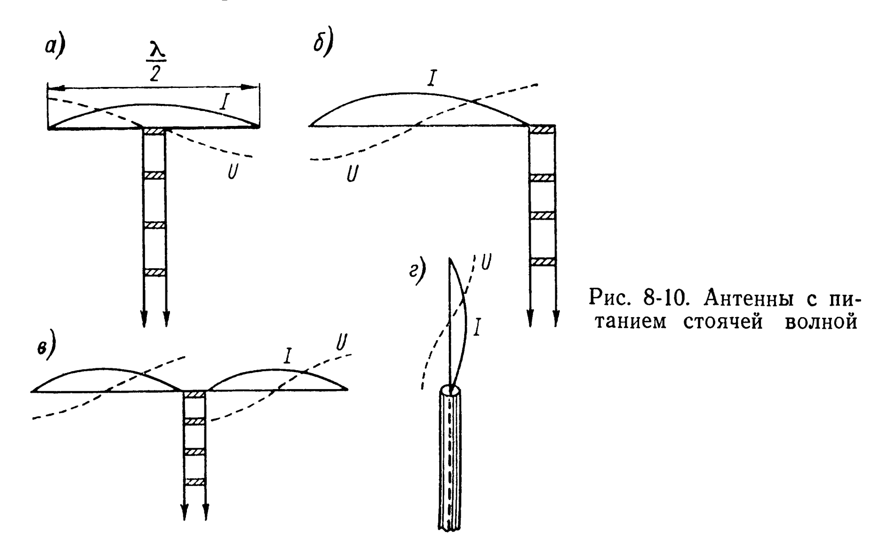


Рис. 8-10. Антенны с питанием стоячей волной

Простейший способ согласования — питание вибратора током с помощью коаксиальной линии, имеющей $Z_в = 70 \div 80$ Ом, т. е. примерно равное $Z_{вх}$ вибратора (рис. 8-11, *а*). Однако в этом случае коаксиальная линия вследствие своей несимметричности нарушает симметричность вибратора и ухудшает его работу. На рис. 8-11, *б* показано питание вибратора симметричным фидером в точках *А* и *Б*, находящихся между пучностью тока и пучностью напряжения. В этих точках значение входного сопротивления вибратора получается средним между его наименьшим значением 80 Ом в пучности тока и наибольшим значением в пучности напряжения. Часть фидера с расходящимися проводами служит трансформатором сопротивления для согласования (его иногда называют дельта-трансформатором). По мере увеличения расстояния между проводами $Z_в$ линии возрастает, и в точках *А* и *Б* оно равно $Z_{вх}$ антенны.

Большими преимуществами обладает *петлевая* или *шлейф-антенна*, предложенная А. А. Пистолькорсом. Она представляет собой два расположенных параллельно полуволновых вибра-

тора, замкнутых друг с другом на концах, с питанием током в пучности одного из них (рис. 8-12, *а*). Расстояние между вибраторами должно быть много меньше их длины. Токи обоих вибраторов совпадают по направлению, и поэтому такая антенна эквивалентна одному вибратору с удвоенным током. Сопротивление излучения петлевой антенны примерно в 4 раза больше, чем у обычного вибратора, и $Z_{вх}$ составляет около 320 Ом. Поэтому можно получить хорошее согласование с фидером в виде симметричной линии, которая должна иметь $b/d=6\div8$. Петлевая антенна более широкополосная, чем обычный вибратор.

Очень удобна возможность крепления петлевой антенны в точке *0* без всякой изоляции, так как в этой точке находится

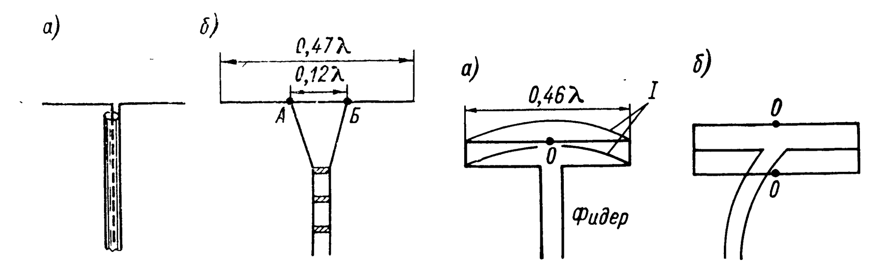


Рис. 8-11. Антенны с питанием бегущей волной

Рис. 8-12. Петлевая антенна А. А. Пистолькорса (*а*) и двойная петлевая антенна (*б*)

узел напряжения. Входное сопротивление петлевой антенны можно изменить, если изменить расстояние между вибраторами или применить вибраторы различной толщины. Например, если уменьшить расстояние между вибраторами или вибратор, к которому подключен фидер, сделать тоньше, или сделать толще другой вибратор, то входное сопротивление увеличится. Повышенное входное сопротивление имеет *двойная петлевая антенна* (рис. 8-12, *б*). Входное сопротивление у нее зависит от соотношения диаметров проводов вибраторов и расстояния между ними. Если вибраторы имеют одинаковую толщину, то входное сопротивление получается примерно в 9 раз больше, чем у обычного вибратора, т. е. составляет 600—700 Ом.

Для согласования коаксиального фидера с симметричным вибратором применяются различные устройства. Часто встречается так называемое U-колено, которое в наиболее простом варианте показано на рис. 8-13. Оно представляет собой отрезок коаксиального кабеля, подключенный своим началом в точке *А* к концу коаксиального фидера и к одной половине вибратора. Другой конец U-колена присоединен к проводу второй половины вибратора (точка *Б*). Наружные провода фидера и U-колена замкнуты накоротко.

Чтобы волна, прошедшая через U-колено в точку *Б*, отстала по фазе на 180° от волны в точке *А*, длина U-колена должна составлять:

$$l=\lambda/\left(2\sqrt{\varepsilon}\right),$$

где λ — рабочая длина волны; ε — диэлектрическая проницаемость диэлектрика, использованного в кабеле. У большинства коаксиальных кабелей, имеющих сплошной диэлектрик между внутренним проводом и оболочкой, $\varepsilon=2{,}3$ и поэтому $l\approx {}^1/_3\lambda$.

Так как в точках *А* и *Б* фазы волны противоположны, то к этим точкам можно присоединить симметричный вибратор.

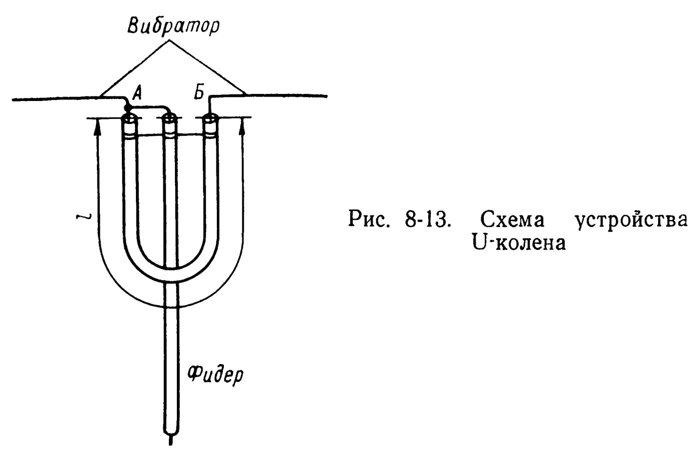


Рис. 8-13. Схема устройства U-колена

При этом, если волновое сопротивление фидера $Z_в$, то сопротивление между точками *А* и *Б* равно $4Z_в$. Для получения согласования $Z_{вх}$ вибратора также должно быть равно $4Z_в$. Например, при применении коаксиального фидера с волновым сопротивлением 80 Ом через U-колено удобно питать петлевой вибратор. Если $Z_{вх}$ вибратора значительно отличается от $4Z_в$, то необходимо между U-коленом (точки *А* и *Б*) и вибратором включить согласующий четвертьволновый трансформатор.

Для ненаправленного излучения в горизонтальной плоскости можно применять антенны, рассмотренные выше, но с вертикальным расположением излучающей части, а также антенны, показанные на рис. 8-14. Антенна на рис. 8-14, *а* представляет собой вертикальный полуволновый вибратор с фидером в виде коаксиальной линии, причем для согласования фидера с антенной служит четвертьволновая симметричная линия, работающая как трансформатор сопротивлений. На рис. 8-14, *б* показана вертикальная четвертьволновая антенна, установленная над какой-либо металлической заземленной поверхностью. Четвертьволновая коаксиальная линия, идущая вниз от металлической поверхности, выполняет роль изолятора, так как ее входное со-

противление весьма велико. Питание к антенне подводится коаксиальным кабелем, у которого волновое сопротивление должно быть около 40 Ом, так как входное сопротивление четвертьволновой антенны имеет примерно такую величину. Если фидер имеет более высокое $Z_в$, то следует применить четвертьволновую согласующую линию. Оригинальная конструкция антенны показана на рис. 8-14, *в*. Здесь верхняя половина вибратора представляет собой продолжение внутреннего провода коаксиального фидера. Функцию нижней половины вибратора выполняет цилиндрический проводник увеличенного диаметра длиной $\lambda/4$, соединенный с концом оболочки коаксиального фидера.

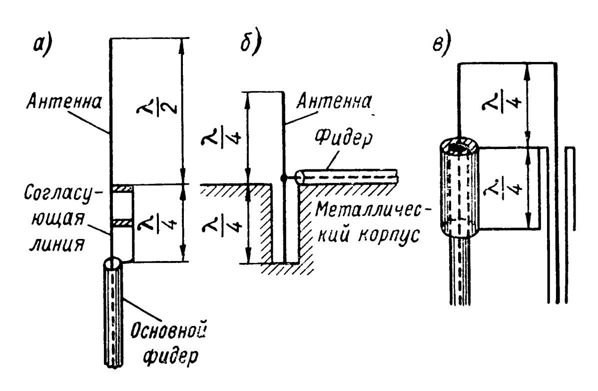


Рис. 8-14. Некоторые типы вертикальных антенн

Входное сопротивление такой антенны около 80 Ом, и она хорошо согласуется с коаксиальным кабелем.

Почти ненаправленное излучение в горизонтальной плоскости можно получить также и с помощью горизонтально расположенных вибраторов. Для этой цели, например, подходит уголковая антенна А. А. Пистолькорса, состоящая из двух вибраторов, расположенных горизонтально под углом 90° друг к другу (рис. 8-15). Ее входное сопротивление составляет примерно 800—900 Ом. При питании уголковой антенны коаксиальным фидером необходимо применять U-колено и четвертьволновый трансформатор. Недостаток такой антенны заключается в бесполезном излучении в вертикальном направлении. Этот недостаток устраняется в «двухэтажной» уголковой антенне, в которой два «уголка» расположены на расстоянии $^1/_2\lambda$ по вертикали друг от друга (рис. 8-16). Чтобы колебания в обоих «этажах» антенны происходили синфазно, провода соединительной фидерной линии перекрещены. В такой антенне благодаря отсутствию излучения в вертикальном направлении увеличивается полезное излучение в горизонтальной плоскости. Входное сопротивление антенны составляет 350—400 Ом.

Пример антенны со скрещенными вибраторами с почти ненаправленным излучением в горизонтальной плоскости приведен на рис. 8-17. В ней два петлевых вибратора расположены горизонтально под прямым углом друг к другу. Расстояние между ними по вертикали может быть от $^1/_4\lambda$ до $^1/_{12}\lambda$. Колебания в виб-

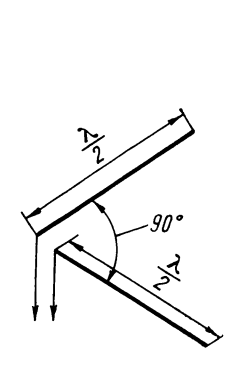


Рис. 8-15. Уголковая антенна А. А. Пистолькорса

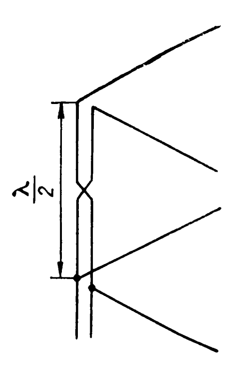


Рис. 8-16. «Двухэтажная» уголковая антенна

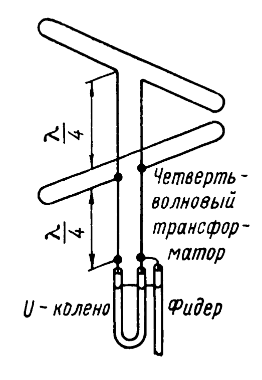


Рис. 8-17. Антенна со скрещенными вибраторами

раторах имеют сдвиг фаз 90°, что достигается применением между ними соединительной линии длиной $^1/_4\lambda$. Эта линия может быть изогнута. Входное сопротивление подобной антенны вдвое меньше, чем входное сопротивление одиночного петлевого

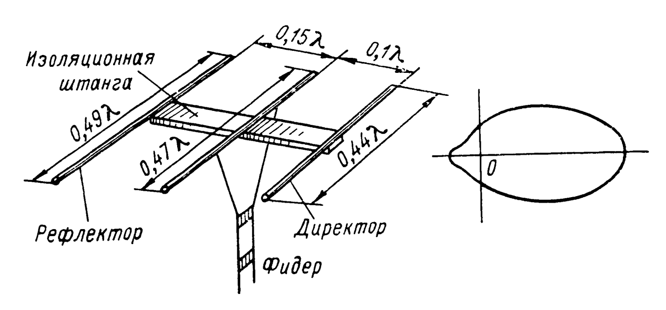


Рис. 8-18. Антенна с рефлектором и директором и ее диаграмма направленности в экваториальной плоскости

вибратора, т. е. около 160 Ом. Поэтому для согласования ее с коаксиальным фидером обычно применяют U-колено и четвертьволновый трансформатор.

Для получения наибольшего излучения в одну сторону делают антенну с пассивным рефлектором. Более острую направленность дает антенна с рефлектором и директором (рис. 8-18),

а также антенна с несколькими директорами (рис. 8-19), называемая антенной *«волновой канал»*. Наивыгоднейшее взаимное расположение вибраторов и их размеры, дающие наилучшую направленность, определяют опытным путем. Часто в директорных антеннах основным вибратором служит петлевая антенна. Для улучшения направленности в экваториальной плоскости иногда делают два дополнительных рефлектора P_1 и P_2, расположенных на расстояниях $\lambda/4$ от активного вибратора A

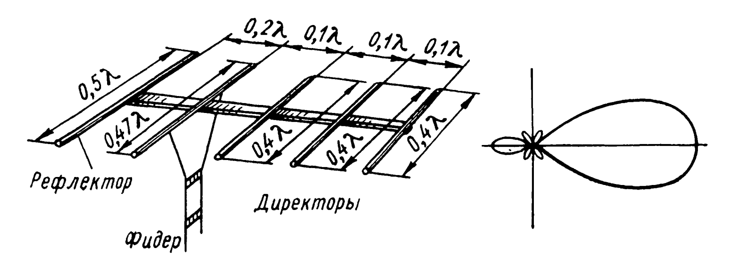


Рис. 8-19. Антенна «волновой канал» и ее диаграмма направленности в меридиональной плоскости

(рис. 8-20). Следует отметить, что входное сопротивление основного активного вибратора уменьшается под влиянием рефлектора и директоров.

Антенны типа «волновой канал» весьма часто применяются радиолюбителями для работы в диапазоне 430—440 МГц. Для

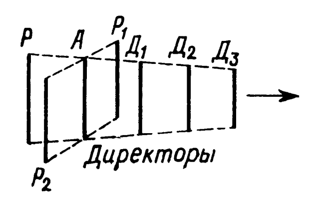


Рис. 8-20. Схема устройства антенны «волновой канал» с дополнительными рефлекторами

улучшения направленных свойств таких антенн их нередко делают двухэтажными, т. е. размещают друг над другом на расстоянии $\lambda/2$ две антенны, соединенные с одним общим фидером.

В рассмотренных антеннах вибраторы, которые не питаются в пучности тока (например, на рис. 8-10, *б* и *в*), или пассивные вибраторы часто крепят в средней точке без всякой изоляции.

Значительное распространение на УКВ получила рамочная или квадратная антенна, сделанная из провода или трубки. Сторона квадрата примерно равна $\lambda/4$. На рис. 8-21, *а* показана схема устройства такой антенны и распределение тока в ней. Как видно, в нижней и верхней сторонах квадрата токи совпадают по фазе, и поэтому максимум излучения получается в направлении, перпендикулярном к плоскости квадрата. А от вертикальных сторон квадрата, в которых токи находятся в противофазе,

излучение в этом направлении отсутствует. Питающий фидер включают в разрыв нижней стороны квадрата. Входное сопротивление такой антенны составляет 70—80 Ом. При использовании коаксиальной фидерной линии необходимо применение симметрирующего устройства. Направленное действие подобной антенны в 2 раза больше, чем у петлевой.

Еще большее направленное действие обеспечивает пассивный рефлектор, также сделанный в виде квадрата (рис. 8-21, *б*). Антенна с таким рефлектором, получившая название «двойной квадрат», широко применяется радиолюбителями для работы в диапазоне 430—440 МГц. Так как рефлектор должен быть удлинен по сравнению с основным активным вибратором, то сто-

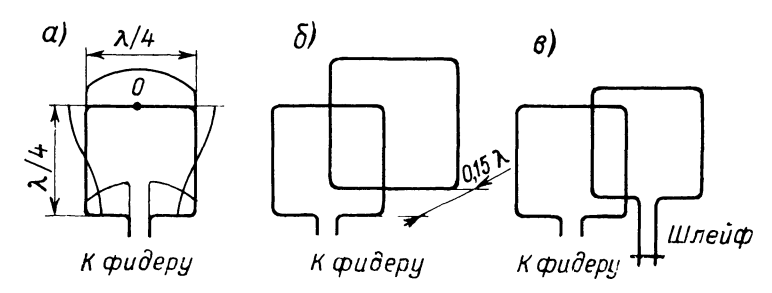


Рис. 8-21. Квадратная антенна (*а*) и антенна «двойной квадрат» (*б* и *в*)

рону квадрата рефлектора делают несколько больше λ/4. Если оба квадрата имеют одинаковые размеры, то рефлектор удлиняют, включая в него шлейф с передвижным короткозамыкателем (рис. 8-21, *в*). Расстояние между квадратами обычно около 0,15λ.

Антенна «двойной квадрат» по своему направленному действию не уступает четырех- или пятиэлементной антенне типа «волновой канал». Дальнейшее увеличение направленного действия достигается устройством двухэтажной антенны, в каждом этаже которой применяется «двойной квадрат».

Остронаправленное излучение можно получить с помощью *сложных синфазных антенн*, впервые разработанных В. В. Татариновым. Они имеют несколько вибраторов-антенн, в которых токи совпадают по фазе, и такое же количество вибраторов-рефлекторов (обычно пассивных). На рис. 8-22, *а* показаны схема устройства простейшей подобной антенны с четырьмя вибраторами и ее характеристика направленности в экваториальной плоскости. Вибраторы-антенны *1* и *3* расположены на расстоянии λ/2 друг от друга, и токи в них совпадают по фазе.

Такая пара вибраторов совершенно не дает излучения в направлениях *ОВ* и *ОГ*, а наибольшее излучение получается по направлениям *ОА* и *ОБ*. Но излучение в направлении *ОБ* унич-

тожается с помощью рефлекторов *2* и *4*, которые расположены на расстоянии λ/4 от вибраторов *1* и *3*. В результате максимум излучения будет только в одном направлении *ОА*, и он в 4 раза больше, чем у одиночного вибратора, характеристика направленности которого для сравнения дана штрихом. Если увеличить число вибраторов, то можно сделать направленность еще более острой. При этом число вибраторов-антенн должно быть четное, так как иначе не получится уничтожение излучения в на-

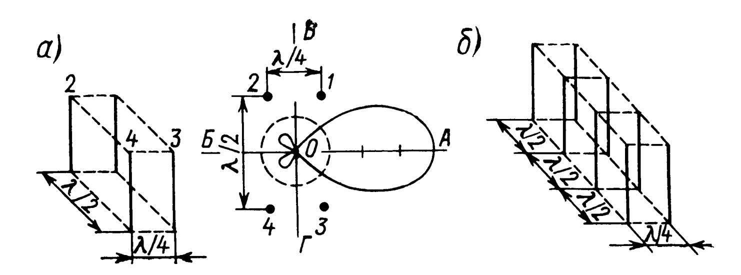


Рис. 8-22. Сложные антенны с четырьмя вибраторами *(а)* и с восемью вибраторами *(б)*

правлениях *ОВ* и *ОГ*. Для примера на рис. 8-22, *б* показана схема устройства антенны из восьми вибраторов, дающей увеличение напряженности поля по главному направлению в 8 раз.

Недостаток сложных синфазных антенн заключается в наличии боковых или дополнительных лепестков в характеристике направленности, т. е. побочных максимумов излучения по неко-

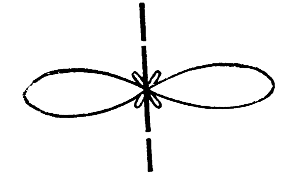


Рис. 8-23. Антенна из четырех вибраторов с улучшенной направленностью в меридиональной плоскости

торым направлениям. Однако они обычно не превышают по величине излучения одиночного вибратора.

Увеличение числа вибраторов вдоль прямой, перпендикулярной к самим вибраторам, улучшает направленность в экваториальной плоскости. А улучшение направленности в меридиональной плоскости дает увеличение числа вибраторов вдоль прямой, проходящей через вибраторы. Пример такой антенны из четырех вибраторов приведен на рис. 8-23. Для улучшения направленности и в экваториальной и в меридиональной плоскости необходимо увеличивать число вибраторов в обоих направлениях. Простейшая антенна, дающая такой эффект, имеет четыре вибратора-антенны и столько же вибраторов-рефлекторов

(рис. 8-24). Ее диаграмма направленности в пространстве напоминает обтекаемую форму бомбы с дополнительными лепестками.

Рассмотренные антенны могут иметь вертикальное или горизонтальное расположение вибраторов. Учитывая поляризацию волн, надо соблюдать условие, чтобы вибраторы передающей и

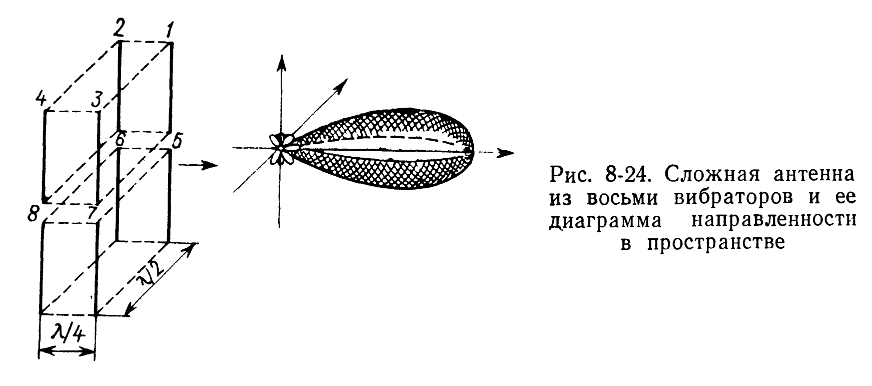


Рис. 8-24. Сложная антенна из восьми вибраторов и ее диаграмма направленности в пространстве

приемной антенн были параллельны друг другу. В качестве зеркала часто применяют металлическую сетку, расположенную на расстоянии λ/4 от активных вибраторов. Зеркалом может служить сплошной металлический лист, но сетка имеет меньшую массу, и на нее ветер оказывает меньшее давление.

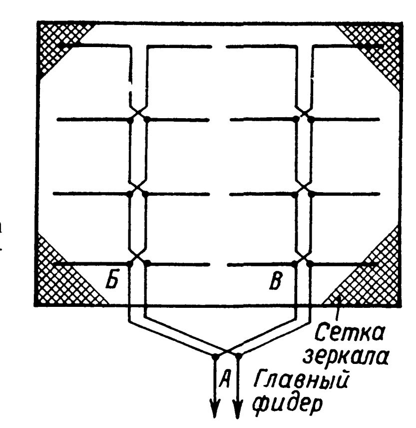


Рис. 8-25. Сложная синфазная антенна из 16 вибраторов с зеркалом (сетка зеркала полностью не показана)

Активные вибраторы в сложной антенне обычно питают с помощью разветвленной системы фидеров. На рис. 8-25 дано представление о схеме устройства сложной синфазной антенны с 16 вибраторами, расположенными горизонтально, и зеркалом в виде сетки. Для получения синфазной работы вибраторов каждый фидер, идущий от одной пары вибраторов к другой, перекрещивается. Это необходимо для компенсации сдвига фаз

на 180°, получающегося вследствие расстояния длиной $\lambda/2$ между соседними парами вибраторов.

Фидеры, распределяющие энергию в подобной антенне, работают в режиме смешанных волн, так как фидер подключается к двум синфазным вибраторам в пучностях напряжения, в которых входное сопротивление вибратора велико. Оно составляет тысячи ом, т. е. много больше волнового сопротивления фидера. Участки фидера *АБ* и *АВ* работают в лучшем режиме, так как для них нагрузочным сопротивлением служит эквивалентное сопротивление нескольких пар вибраторов, соединенных параллельно. В точке *А* для главной фидерной линии нагрузочное сопротивление еще меньше. Если антенна имеет большое число вибраторов, то ее входное сопротивление может быть сделано близким к волновому сопротивлению главного фидера. Когда это не получается, применяют согласующие устройства.

Направленное действие антенн характеризуют *коэффициентом направленного действия* (к. н. д.), введенным А. А. Пистолькорсом в 1929 г. Он обозначается буквой D и показывает, во сколько раз нужно увеличить мощность излучения при переходе от направленной антенны к ненаправленной для сохранения неизменной напряженности поля в месте приема. При этом под ненаправленной антенной понимают некоторую воображаемую антенну, излучающую волны во все стороны одинаково. Практически такая антенна не существует. Даже полуволновый вибратор, у которого направленность наименьшая по сравнению с другими типами антенн, имеет $D=1{,}64$. Значения к. н. д., конечно, всегда относятся к случаю, когда радиосвязь ведется в направлении главного максимума диаграммы направленности. У директорных антенн величина к. н. д. примерно равна числу директоров, умноженному на 5. Для сложных остронаправленных антенн к. н. д. может иметь значения до нескольких тысяч.

Если при помощи направленной антенны надо вести связь в различных направлениях, то антенну поворачивают. Поворотные механизмы управляются из помещения радиостанции.

8-6. Влияние земли на излучение и направленные свойства антенн

Антенны обычно располагают вблизи поверхности земли или каких-либо массивных металлических предметов (корпус корабля, самолета, автомашины и т. п.). Эти проводящие поверхности отражают радиоволны. В окружающее пространство попадают не только волны непосредственно от антенны, но и волны, отраженные от поверхности земли или другой проводящей поверхности, которую также называют землей. Отражение волн оказывает сильное влияние на направленные свойства антенн. При исследовании этого влияния землю приближенно считают идеальным проводником. Учет действительной проводимо-

сти земли весьма сложен. Все характеристики направленности, приводившиеся ранее, не учитывали влияния земли.

Наиболее просто влияние земли на излучение можно определить, пользуясь *методом зеркальных изображений.* Рассмотрим сущность этого метода.

На рис. 8-26 показано электрическое поле заряда A, находящегося на высоте h над землей. Поле это можно рассматривать как половину поля, образующегося между равными разноименными зарядами, расположенными на расстоянии $2h$ друг от друга. Заряд A_1 в этом случае называют «зеркальным изображением» заряда A. В действительности, конечно, заряд A_1 и

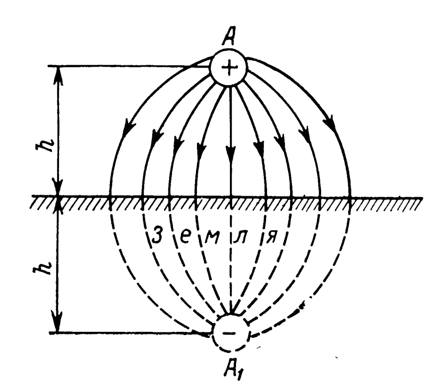


Рис. 8-26. Определение методом зеркальных изображений электрического поля между зарядом A и землей

нижняя половина поля не существуют. Однако для того, чтобы определить поле заряда A, удобно пользоваться методом зеркальных изображений. Для этого заменяют землю зеркальным изображением заряда A, т. е. зарядом A_1, и тогда ближайшая к заряду A половина поля между зарядами A и A_1 будет представлять собой действительное поле, существующее между зарядом A и землей.

Так как провод вибратора в каждой точке имеет некоторый заряд, то метод зеркальных изображений можно применить ко всем точкам вибратора. Тогда действие земли будет заменено действием некоторого фиктивного (воображаемого) вибратора, представляющего собой зеркальное изображение данного вибратора. Иначе говоря, если над поверхностью земли (рис. 8-27) находится излучатель (вибратор B), то волны, отраженные от поверхности земли, можно считать идущими от излучателя B_1, расположенного по другую сторону отражающей поверхности $AБ$ на таком же расстоянии h от нее, на каком находится излучатель B. Этот излучатель B_1 представляет собой зеркальное изображение действительного излучателя B. Таким образом, совместное действие излучателя B и земли можно заменить действием системы двух излучателей B и B_1. Для решения во-

проса о действии этих двух вибраторов необходимо знать фазу колебаний в вибраторе B_1.

На рис. 8-27 показано отражение волн от земли для вертикального и горизонтального вибраторов. По методу зеркальных изображений в вибраторе B_1 получено распределение зарядов и соответственно этому показаны распределения напряжения и тока.

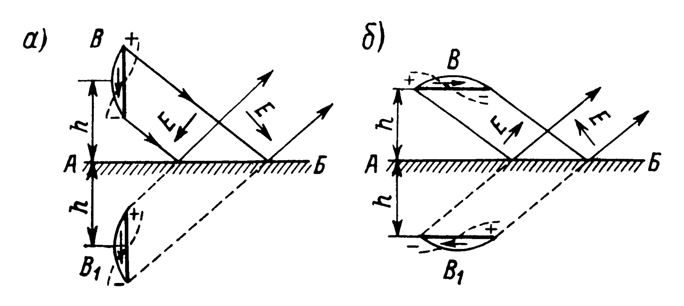


Рис. 8-27. Отражение волн от земли в случаях вертикального (*а*) и горизонтального (*б*) вибраторов

Из приведенных рисунков ясно, что колебания в зеркальном изображении и в основном вибраторе совпадают по фазе для вертикального вибратора и, наоборот, противоположны по фазе для горизонтального вибратора. Таким образом, направленное

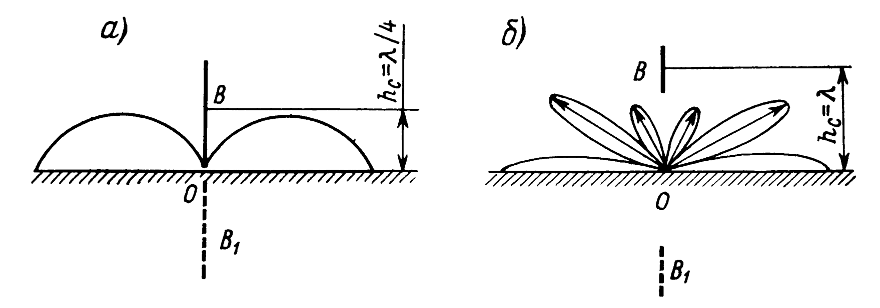


Рис. 8-28. Диаграммы направленности вертикального вибратора с учетом влияния земли

действие вертикального вибратора, расположенного над землей, сводится к действию двух синфазных вибраторов. Например, если вибратор расположен непосредственно над землей (рис. 8-28, *а*), то диаграмма направленности в вертикальной плоскости представляет собой половину вытянутой восьмерки. Другая половина отсутствует, потому что в глубь земли излучения нет. В этом случае излучение в горизонтальном направле-

нии увеличивается вдвое по сравнению с уединенным вибратором.

Более сложная диаграмма направленности получается, если вибратор расположен на некоторой высоте над землей (рис. 8-28, *б*). Тогда максимум излучения в горизонтальном направлении остается, но появляются еще несколько максимумов излучения под некоторыми углами к горизонту. Между этими максимумами получаются нули излучения. Диаграмма направленности приобретает многолепестковый вид, что происходит по следующей причине.

При значительном расстоянии между вибраторами B и B_1 разность путей волн, идущих от них, для некоторых направлений составляет четное число полуволн (целое число длин волн). В этих направлениях волны совпадают по фазе, т. е. складываются друг с другом и дают максимумы. По другим направле-

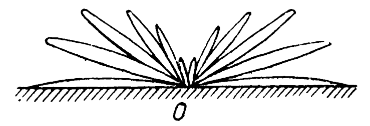


Рис. 8-29. Диаграмма направленности вертикального вибратора при $h_c \gg \lambda$

ниям разность путей составляет нечетное число полуволн, вследствие чего создается сдвиг фаз на 180° и получаются минимумы. Чем выше установлен вибратор B над землей, т. е. чем больше расстояние между B и B_1, тем больше получается таких максимумов и минимумов, и диаграмма направленности имеет больше лепестков. На рис. 8-28, *б* показан случай, когда высота расположения центра вибратора над землей h_c равна λ. Для вибратора, работающего на СВЧ, часто бывает, что $h_c \gg \lambda$, так как длина волны очень мала, и тогда диаграмма направленности имеет много лепестков (рис. 8-29). Направленность в горизонтальной плоскости у вертикального вибратора, расположенного над землей, отсутствует.

Горизонтально расположенный вибратор имеет своим зеркальным изображением противофазный вибратор. Такая пара вибраторов дает нуль излучения в горизонтальном направлении. А в вертикальной плоскости получаются различные диаграммы направленности, которые имеют тем больше лепестков, чем больше высота подвеса вибратора h_c по сравнению с λ. В качестве примера на рис. 8-30 показаны диаграммы направленности для двух различных случаев. При $h_c=\lambda/4$ (рис. 8-30, *а*) вибратор B находится на расстоянии $\lambda/2$ от своего зеркального изображения. Вследствие этого волны, идущие от вибраторов B и B_1 вертикально вверх, совпадают по фазе и складываются, т. е. в этом направлении получается максимум излучения. Иначе это можно объяснить тем, что земля играет роль зеркала, расположенного на расстоянии $\lambda/4$ от основного вибратора. Волна, идущая от вибратора B вниз к земле, дойдя до нее, отстает по фазе на 90°, затем при отражении изменяет свою фазу еще на

180° и на обратном пути еще отстает на 90°. В результате сдвиг фаз составляет 360°, и потому отраженная волна и волна, идущая от *В* вверх, складываются.

При $h_c=\lambda/2$ (рис. 8-30, *б*) вибраторы *В* и B_1 оказываются на расстоянии λ друг от друга. Поэтому вертикально вверх излучение равно нулю и получаются два максимума излучения под углом 30° к горизонту. Если высота h_c значительно больше длины волны, то получается много лепестков.

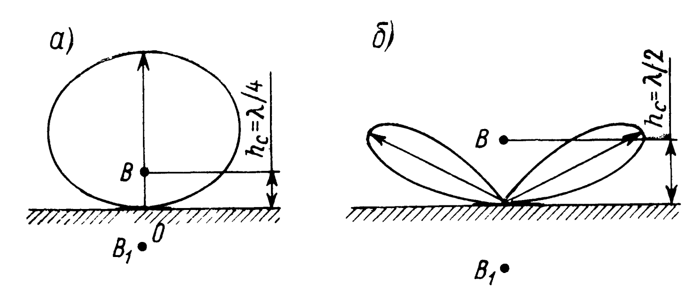


Рис. 8-30. Диаграммы направленности горизонтального вибратора с учетом влияния земли

Для сложных многовибраторных антенн рассмотренное влияние земли остается в силе. Необходимо только учитывать направленное действие самой сложной антенны. Поэтому диаграмму направленности сложных антенн в вертикальной плоскости получают перемножением векторов диаграммы направленности самой антенны без учета влияния земли и диаграммы направленности с учетом земли одиночного вибратора. Этот вибратор следует считать расположенным так же, как вибраторы антенны (горизонтально или вертикально), на высоте h_c, равной высоте центра сложной антенны.

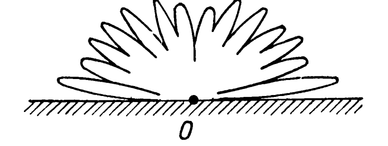


Рис. 8-31. Действительная диаграмма направленности с учетом неидеальной проводимости земли

В действительности земля не идеальный проводник. Поэтому отраженные от нее волны имеют уменьшенную амплитуду из-за поглощения в земле. Кроме того, при отражении получается некоторый дополнительный сдвиг фаз. В результате диаграммы направленности искажаются: в направлениях максимумов излучение несколько уменьшается, а в направлениях минимумов не получается нуль излучения. Действительная многолепестковая диаграмма направленности приобретает расплыв-

чатый вид, показанный на рис. 8-31. Так как расчеты диаграмм направленности с учетом электрических свойств отражающей поверхности весьма сложны, то большое значение имеет экспериментальное снятие диаграмм направленности для тех конкретных условий, в которых работает данная антенна. Надо учитывать, что диаграмма направленности также искажается от влияния различных местных предметов. Например, если антенна установлена на самолете, то излучаемые волны отражаются от частей самолета и появляются значительные отклонения диаграммы направленности от того, что было бы при отражении от плоской поверхности.

8-7. Дифракция радиоволн

Сложные синфазные антенны с большим числом вибраторов обладают хорошей направленностью. Угол, в пределах которого располагается главный лепесток диаграммы направленности таких антенн, может быть уменьшен до нескольких градусов. Недостатки подобных антенн заключаются в сложности и громоздкости их устройства и в невозможности работы в широком диапазоне волн. Допустимо изменение рабочей волны не более чем на несколько процентов.

На дециметровых и сантиметровых волнах применяют более простые антенны, также дающие хорошую направленность. К ним относятся: *антенны с параболическими и уголковыми зеркалами, рупорные, диэлектрические, щелевые* и некоторые другие антенны.

В этих антеннах большую роль играет явление *дифракции* радиоволн. Под дифракцией понимают способность волн искривлять свой путь и огибать препятствие. Иначе говоря, дифракционные явления представляют собой отклонения от прямолинейного распространения волн из-за каких-либо препятствий. Такие явления наблюдаются у любых волн, в частности у звуковых и световых.

Дифракция волн наблюдается только тогда, когда размеры препятствий или отверстий в препятствиях не велики по сравнению с длиной волны, т. е. огибание предметов волнами получается только в случае, если длина волны одного порядка с размерами предмета или отверстия. Например, у световых лучей дифракционные явления наблюдаются, если размеры препятствий или отверстий составляют малые доли миллиметра.

Основные случаи дифракции — огибание препятствия волнами и прохождение волн через отверстие (рис. 8-32). На этом рисунке сплошными линиями показаны положения фронта волны, а штриховыми — лучи. Как видно, после препятствия или после отверстия фронт волны и лучи искривляются, т. е. нарушается прямолинейное распространение волн, характерное для однородной среды. Препятствие или экран с отверстием создает

неоднородность на пути распространения волн, и вследствие этого возникает дифракция.

Явление дифракции объясняется тем, что каждое колебание, создаваемое волной в какой-либо точке пространства, само служит вторичным источником (вторичным излучателем) волн, идущих от этой точки во все стороны. Например, все точки волны, выходящей из отверстия на рис. 8-32, *б*, являются такими вторичными излучателями. Если колебания в этих точках совершаются синфазно, то их суммарное излучение направлено главным образом по прямой линии *АБ*, т. е. вперед, как у сложной антенны, состоящей из ряда синфазных вибраторов. По другим направлениям излучение будет слабее, так как происходит частичная взаимная компенсация волн отдельных излучателей за счет сдвига фаз от разницы в длине пути. Чем больше отклонение от направления *АБ*, тем меньше излучение. Таким образом, излучение через отверстие благодаря дифракции всегда создает некоторую диаграмму направленности с одним главным лепестком и дополнительными боковыми, размеры и число которых зависят от соотношения между размерами отверстия и длиной волны.

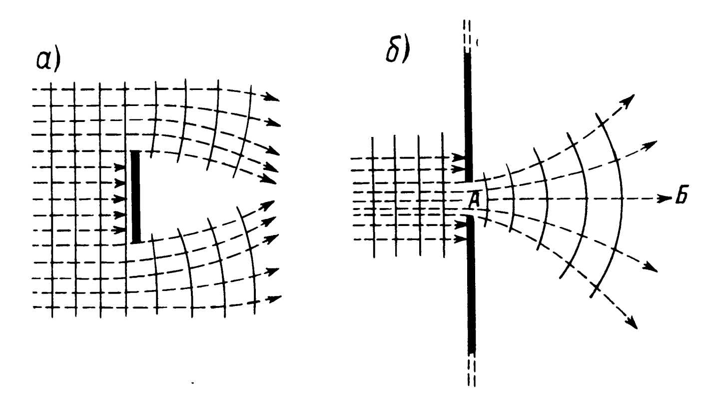


Рис. 8-32. Дифракция волн при наличии препятствия (*а*) и при прохождении волн через отверстие (*б*)

8-8. Антенны с параболическими и уголковыми зеркалами

Расходящиеся световые лучи от точечного источника света, помещенного в фокусе вогнутого параболического зеркала, собираются таким зеркалом в пучок параллельных лучей. На этом основано действие прожектора или автомобильной фары. Аналогично работают и параболические зеркала для радиоволн, которые делаются из листового металла или металлической сетки. Однако они не могут дать такую высокую направлен-

ность, какая получается для световых лучей. Размеры зеркал для световых лучей в огромное число раз больше длины световых волн. Поэтому явление дифракции у краев зеркала, т. е. огибание границ зеркала световыми волнами, практически не наблюдается. Отражение световых волн от параболического зеркала хорошо подчиняется законам геометрической оптики, основанной на том, что лучи света распространяются в однородной среде прямолинейно.

Для радиоволн невозможно применять зеркала с линейными размерами, во много раз бо́льшими, чем длина волны. Практически размеры параболического зеркала лишь в несколько раз больше длины радиоволны. Поэтому у краев зеркала наблюдается в сильной степени явление дифракции. Лучи радиоволн оги-

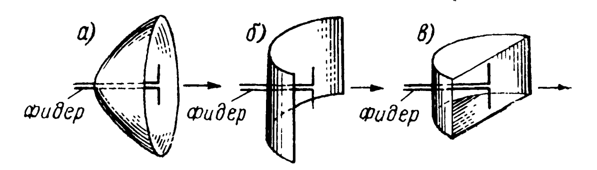


Рис. 8-33. Антенны с зеркалом в виде параболоида (*а*) и в виде параболического цилиндра (*б* и *в*)

бают края зеркала и расходятся в стороны; поэтому не удается получить достаточно узкую диаграмму направленности. Чем больше соотношение между размерами зеркала и длиной волны, тем меньше влияние дифракции и тем лучше направленность. Таким образом, на более коротких волнах направленность улучшается. Ухудшение направленности на радиочастотах происходит еще и потому, что фокусом зеркала может быть только одна точка, а излучатель радиоволн, помещенный в фокус, имеет обычно значительные размеры.

Применяются два основных типа параболических зеркал: в виде *параболоида* и в виде *параболического цилиндра*. Первое дает улучшение направленности во всех плоскостях, но сложно в изготовлении, так как поверхность зеркала не должна отклоняться от поверхности правильного параболоида больше чем на $1/20\ \lambda$. Антенна с зеркалом в виде параболоида (рис. 8-33, *а*) дает при достаточных его размерах очень хорошую направленность. Например, если диаметр параболоида d равен 30λ, то угол раствора главного лепестка диаграммы направленности равен 2—3°. Коэффициент направленного действия получается весьма высоким. Приближенно

$$D = 10(d/\lambda)^2.$$

Для случая, когда $d=30\lambda$, получаем $D=10\cdot 30^2=9000$.

Гораздо проще по устройству зеркало в виде параболического цилиндра (рис. 8-33, *б*), но оно дает недостаточную направ-

ленность в меридиональной плоскости. Для улучшения этой направленности применяют несколько синфазных вибраторов, вытянутых в одну линию, с длинным зеркалом. Иногда для устранения излучения в стороны параболический цилиндр снабжают крышками (рис. 8-33, *в*).

В качестве излучателя в фокусе зеркала в простейшем случае помещают вибратор. Фидер к нему идет сквозь отверстие в зеркале. Чтобы по возможности направить все излучение на зер-

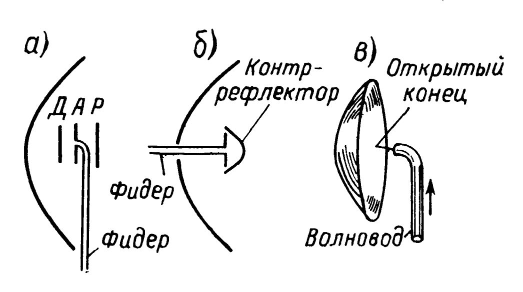


Рис. 8-34. Антенны с параболическим зеркалом и дополнительными направляющими устройствами

кало, часто к активному вибратору добавляют вибратор-рефлектор, а иногда еще и директор (рис. 8-34, *а*). Другой способ направления волн на зеркало состоит в применении дополнительного небольшого плоского, параболического, или сферического зеркала, называемого контррефлектором (рис. 8-34, *б*). На сантиметровых волнах в фокусе зеркала можно расположить отверстие волновода, соединенного с передатчиком (рис. 8-34, *в*).

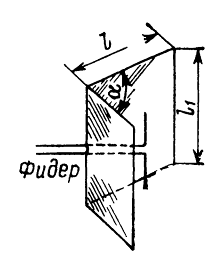


Рис. 8-35. Антенна с уголковым отражателем

Самый простой по конструкции — *уголковый отражатель* из двух металлических листов, расположенных под углом около 60—90° (рис. 8-35). Вибратор обычно располагают на расстоянии $\lambda/2$ от линии соединения листов. Такой отражатель улучшает направленность главным образом в экваториальной плоскости.

Антенна в виде вибратора с уголковым отражателем нередко применяется радиолюбителями для диапазона 430—440 МГц и дает хорошую направленность. Вместо сплошных металлических листов для отражателей часто используют сетку из проводов. Угол α обычно составляет 60°, а размеры l и l_1 могут быть порядка длины волны, однако они не критичны. Входное сопротивление антенны при указанных размерах получается около

60 Ом. При уменьшении угла α направленное действие усиливается, но уменьшается входное сопротивление. Последнее можно увеличить, удаляя вибратор от линии соединения плоскостей отражателя, но тогда для сохранения направленности придется увеличивать размер l.

8-9. Рупорные антенны

Если электромагнитные волны возбуждаются в волноводе с открытым концом, то через это отверстие волны излучаются в пространство. Однако излучение не будет достаточно эффективным, так как значительная часть волн на конце волновода отражается. Это объясняется тем, что при переходе от волновода к открытому пространству получается резкое изменение условий распространения волн, а в этом случае всегда возникает отражение. Иначе можно сказать, что волновые сопротивления волновода и открытого пространства неодинаковы. Чтобы не было отражения на конце волновода, необходимо согласовать волновод с открытым пространством. Для этой цели служит рупор, который, кроме того, создает направленность излучения.

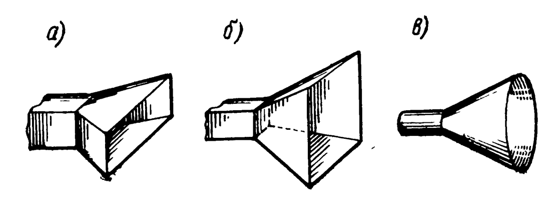


Рис. 8-36. Антенны-рупоры: *а* — секториальный; *б* — пирамидальный; *в* — конический

На рис. 8-36 показано несколько типов рупорных антенн. *Секториальный рупор* (рис. 8-36, *а*) имеет расширение только в одной плоскости. Расширение в двух плоскостях характерно для *пирамидального рупора* (рис. 8-36, *б*). Эти рупоры служат продолжением прямоугольного волновода. При круглом волноводе применяется *конический рупор* (рис. 8-36, *в*).

Рассмотрим действие рупорной антенны на примере секториального рупора, который прост по устройству. Рупорная антенна напоминает акустический рупор. Однако последний обычно работает в широком диапазоне частот, причем для многих звуков размеры рупора меньше длины волны. В случае радиоволн, наоборот, размеры рупора всегда больше длины волны. Это вытекает из того, что для волновода, питающего рупор, и для самого рупора существует некоторая критическая длина волны $\lambda_{кр}$. Рабочие волны должны быть короче $\lambda_{кр}$.

Возбуждение в рупоре волны типа H_{01} осуществляется либо волноводом (рис. 8-36), либо с помощью коаксиальной линии,

заканчивающейся штырьком, находящимся в горловине рупора (рис. 8-37). Для получения режима бегущей волны в коаксиальной линии применяют согласующие устройства, например шлейфы.

В плоскости отверстия рупора, которую принято называть *раскрывом* рупора, электрическое поле волны H_{01} имеет вид, показанный на рис. 8-37. Это поле можно считать вторичным излучателем, эквивалентным ряду синфазных вертикальных вибраторов. Такой ряд вибраторов дает хорошую направленность в экваториальной плоскости (в данном случае в горизонтальной). В действительности колебания в отдельных точках раскрыва рупора не вполне синфазны, так как длина пути от гор-

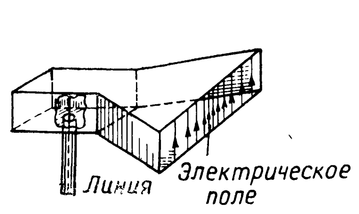



Рис. 8-37. Возбуждение рупора от коаксиальной линии

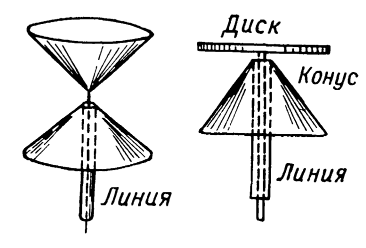


Рис. 8-38. Двухконусная (биконическая) и дискоконусная антенны

ловины рупора до этих точек различна. Вследствие такой несинфазности направленное действие ухудшается.

Исследования показали, что для наилучшей направленности при данной длине рупора существует наивыгоднейший угол его раствора (обычно от 40 до 60°). Он уменьшается с увеличением длины рупора, и при этом сжимается главный лепесток диаграммы направленности. Например, для рупора, имеющего длину 10λ и наивыгоднейший угол раствора 30°, у диаграммы направленности угол раствора главного лепестка примерно 50°. А при длине рупора 50λ наивыгоднейший угол его раствора имеет значение 15° и угол раствора главного лепестка уменьшается до 23°. Однако устройство рупоров большой длины неудобно. Поэтому для большего направленного действия иногда применяют несколько синфазных рупоров, поставленных в ряд. Тогда диаграмма направленности в плоскости, проходящей через оси рупоров, существенно улучшается.

Большое преимущество рупорной антенны состоит в ее диапазонности. Возможна работа в довольно широком диапазоне частот без изменений в самой антенне. Но при этом необходимы изменения настройки элементов согласующих устройств линий, питающих антенну. Диаграммы направленности рупорных антенн обычно имеют слабо выраженные побочные лепестки. К достоин-

ствам рупорных антенн относится и почти полное отсутствие взаимного влияния их друг на друга, если они поставлены рядом.

Оригинальные варианты рупорной антенны представляют собой *двухконусная (биконическая) и дискоконусная* антенны, возбуждаемые коаксиальной линией (рис. 8-38). Они применяются в случае, когда не нужна направленность в горизонтальной плоскости.

Дискоконусная или двухконусная антенны иногда применяются радиолюбителями для диапазона 430—440 МГц. Высота конусов берется не менее длины волны, а их диаметр должен составлять $(1,5 \div 2)\lambda$. Эти антенны могут работать в широком диапазоне волн. Входное сопротивление таких антенн около 60—70 Ом.

Для рупорной антенны наибольшее возможное значение коэффициента направленного действия рассчитывается по формуле

$$D = 4\pi S/\lambda^2,$$

где S — площадь раскрыва рупора.

8-10. Диэлектрические антенны

Значительный интерес представляют *диэлектрические антенны,* применяемые главным образом на сантиметровых волнах. Принцип их устройства показан на рис. 8-39, *а*. Диэлектрический стержень с постепенно уменьшающимся диаметром имеет на тонком конце плавное закругление, а другой его конец вставлен в металлический стакан, служащий отражателем. В этот стакан входит штырек коаксиальной линии, подводящей энергию к антенне.

Подобная антенна по существу представляет собой диэлектрический волновод. Материал, из которого сделана антенна (полистирол, тролитул или другой диэлектрик), имеет диэлектрическую проницаемость значительно бо́льшую, чем у воздуха, и создает сравнительно малые потери энергии на СВЧ. Электромагнитные волны, возбужденные в диэлектрике, двигаясь внутри стержня, отражаются от его поверхности (рис. 8-39, *б*) и совершают путь в виде ломаной линии, как в обычных волноводах. У поверхности антенны происходит явление, напоминающее полное внутреннее отражение, известное из оптики. Частично волны преломляются на границе раздела между твердым диэлектриком и воздухом, и преломленные лучи выходят в окружающее пространство под таким углом, что диаграмма направленности получается сжатой. Излучение происходит также через закругленный конец антенны. Постепенное сужение диэлектрического стержня необходимо для лучшего согласования антенны с открытым пространством, подобно тому как в рупорной антенне для той же цели сделано постепенное расширение рупора.

Диэлектрические антенны допускают изменение рабочей волны в 2—3 раза, но не могут работать на волнах длиннее некоторой критической длины волны. Затруднения в применении этих антенн в диапазоне волн возникают из-за трудностей выполнения согласующих элементов, которые надо настраивать при изменении волны.

Размеры диэлектрических антенн обычно невелики: диаметр $(0{,}5 \div 1)\lambda$ и длина — $(3 \div 10)\lambda$. Такие небольшие размеры — существенное достоинство диэлектрической антенны. Угол раст-

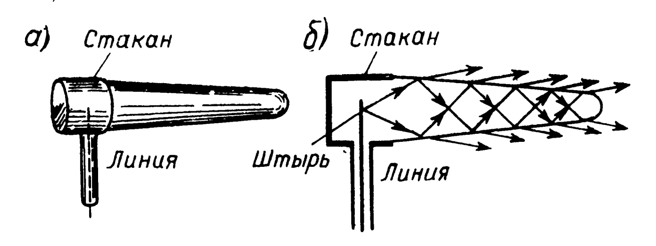


Рис. 8-39. Принцип устройства и работы диэлектрической антенны

вора главного лепестка характеристики направленности может быть 50—30° и меньше. Для улучшения направленности в какой-либо плоскости, например в горизонтальной, в этой плоскости располагают несколько диэлектрических антенн (2—4) в ряд. Тогда угол раствора главного лепестка получается около 10° и меньше.

8-11. Щелевые антенны

Идея устройства *щелевых* антенн, называемых иначе *дифракционными,* была впервые выдвинута М. С. Нейманом в 1940 г.

Если в металлической стенке сделать щель той или иной формы и создать в этой щели переменное электрическое поле, то из нее будут излучаться электромагнитные волны. Обычно щелевые антенны делают в стенке объемного резонатора или волновода. Сопротивление излучения и диаграмма направленности щелевой антенны зависят от формы щели и распределения электрического поля в ней. Антенны в виде одиночной щели обладают слабой направленностью подобно одиночному вибратору. Для получения более острой направленности применяют несколько щелей, работающих синфазно или с некоторым определенным сдвигом фаз.

Большое преимущество щелевых антенн состоит в том, что они не имеют выступающих частей. Такие антенны на поверхности корпуса самолета не создают добавочного сопротивления воздуху, что очень важно. Сама полость щели может быть

заполнена диэлектриком, создающим малые потери энергии (например, полистиролом).

Из теории щелевых антенн следует, что каждой щелевой антенне определенной формы всегда соответствует некоторая обычная антенна, состоящая из металлических проводов, вокруг которой распределение магнитного поля аналогично распределению электрического поля у щелевой антенны. На основании этого принципа, установленного А. А. Пистолькорсом и названного *принципом двойственности,* к щелевым антеннам можно применить многие выводы, установленные в теории обычных антенн.

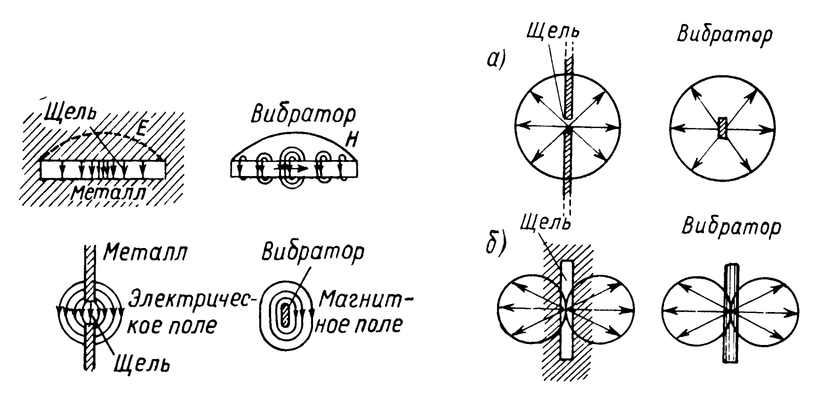


Рис. 8-40. Щелевая антенна и соответствующий ей обычный вибратор

Рис. 8-41. Диаграммы направленности щелевой антенны и обычного вибратора в экваториальной *(а)* и меридиональной *(б)* плоскостях

Нужно только иметь в виду, что электрическое и магнитное поля меняются местами и, следовательно, плоскость поляризации волн, излучаемых щелевой антенной, повернута на 90° относительно плоскости поляризации волн обычной антенны.

На рис. 8-40 показаны соответствующие друг другу щелевая антенна в виде узкой щели длиной в полволны, сделанная в металлическом экране очень больших размеров, и обычный полуволновый вибратор, сдаланный из металлической ленты. Так как окружающее вибратор воздушное пространство (диэлектрик) велико, то для соответствия антенн друг другу металлический экран, в котором сделана щель, также должен иметь большие размеры.

Распределение электрического поля вдоль щели и около нее соответствует распределению магнитного поля вдоль вибратора. Диаграммы направленности этих антенн также соответствуют друг другу. Для щелевой антенны данного типа в экваториальной плоскости, т. е. в плоскости, в которой лежат электрические

силовые линии, диаграмма направленности представляет собой окружность так же, как и аналогичная диаграмма направленности у вибратора. Только у последнего в этой плоскости лежат не электрические, а магнитные силовые линии. В меридиональной плоскости диаграммой направленности будет восьмерка (рис. 8-41).

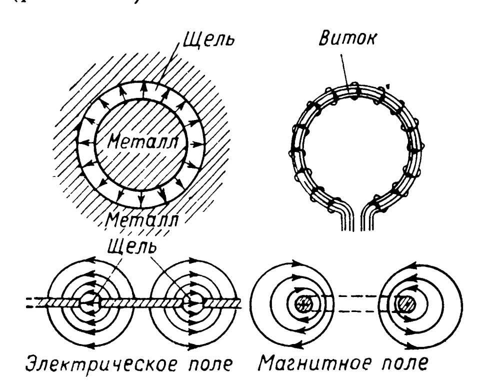


Рис. 8-42. Кольцевая щелевая антенна и соответствующая ей рамочная одновитковая антенна

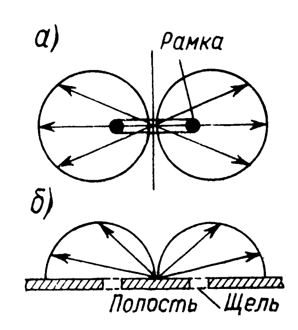
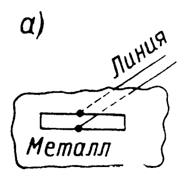


Рис. 8-43. Диаграмма направленности витка (*а*) и щелевой антенны (*б*)

Щелевые антенны излучают волны только во внешнюю полусферу, так как с другой стороны имеется замкнутая полость, например объемный резонатор. Следовательно, у диаграммы фактически существует только одна половина.

В качестве второго примера на рис. 8-42 приведены кольцевая щелевая антенна и соответствующая ей рамочная антенна



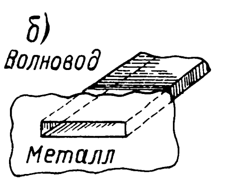


Рис. 8-44. Питание щелевой антенны от линии (*а*) и от волновода (*б*)

в виде витка проволоки. Если размеры этих антенн незначительны по сравнению с длиной волны, то вдоль кольцевой щели равномерно распределено электрическое поле, а вдоль витка — магнитное поле. Диаграмма направленности рамочной антенны в любой плоскости, проходящей через ось витка, представляет собой восьмерку (рис. 8-43, *а*). Такая же диаграмма получается и у кольцевой щелевой антенны, причем практически она существует только для внешней полусферы (рис. 8-43, *б*).

Важный вопрос — устройство питания щелевых антенн. В простейшем случае (рис. 8-44, *а*) в пучности напряжения щели под-

ключают симметричную или коаксиальную линию или щель питают от волновода (рис. 8-44, *б*). Нередко щель делают в стенке объемного резонатора, при этом форму и размеры щели и резонатора подбирают так, чтобы получились необходимые согласование и направленность. Подобные конструкции могут дать хорошую работу щелевой антенны в широком диапазоне волн.

Встречаются также антенны в виде щелей в боковых стенках волновода или коаксиальной линии, причем внутрь волновода или линии около щели помещают какие-либо согласующие устройства.

8-12. Спиральные антенны

Спиральные антенны были разработаны позже многих других, но быстро получили широкое распространение на СВЧ. Так, например, они имеют применение на межпланетных космических станциях, а также на наземных станциях связи с космическими кораблями.

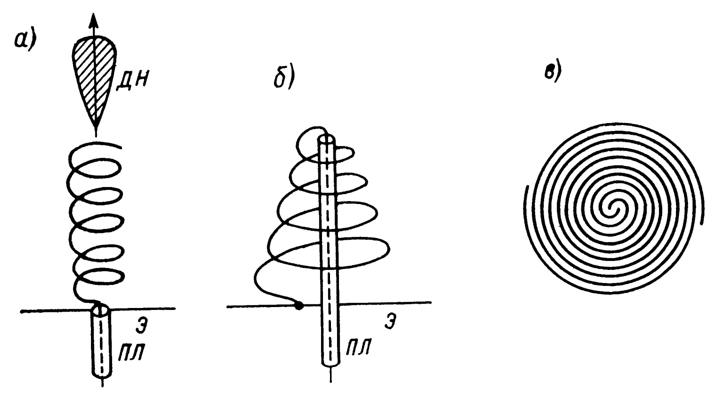


Рис. 8-45. Схемы устройства спиральных антенн: цилиндрической (*а*), конической (*б*), плоской (*в*)

ПЛ — питающая линия; *Э* — экран; *ДН* — диаграмма направленности

В спиральной антенне распространяется бегущая волна, которая излучается с конца спирали. Другой конец спирали питается от коаксиальной линии. Чтобы с этого конца излучения не было, ставится металлический экран. Могут быть спиральные антенны различной формы: цилиндрические (рис. 8-45, *а*), конические (рис. 8-45, *б*) и плоские (рис. 8-45, *в*). Кроме того, спираль может быть однозаходная, т. е. с одной ветвью, двухзаходная (с двумя ветвями) и с бо́льшим числом ветвей.

Диаграмма направленности спиральной антенны зависит от формы антенны и соотношения между длиной витка спирали и длиной волны. Чаще всего используется излучение вдоль оси спирали, для которого диаграмма направленности дана на рис. 8-45, *а*. Такое излучение получается, если длина волны при-

мерно равна длине витка спирали. При этом хорошее излучение у цилиндрической антенны сохраняется при отклонении на ±30% от наивыгоднейшей длины волны. Коническая антенна позволяет расширить этот диапазон в 2 раза.

Плоские спиральные антенны обычно делаются двухзаходными и имеют свои ветви либо в виде проводников, либо в виде щелей. Осевое излучение в таких антеннах получается при возбуждении ветвей в противофазе. Плоские антенны обладают 20-кратным перекрытием по диапазону частот.

Спиральные антенны применяются либо в качестве самостоятельных антенн со средней направленностью, либо в качестве облучателей параболических или каких-либо других остронаправленных антенн. Основными преимуществами спиральных ан-

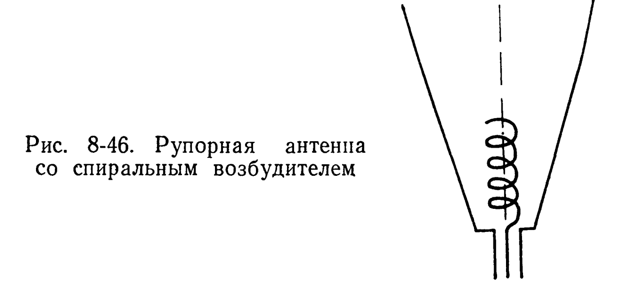


Рис. 8-46. Рупорная антенна со спиральным возбудителем

тенн являются широкополосность, активное входное сопротивление (облегчается согласование с фидерной линией) и простота конструкции. Кроме того, важное свойство передающих спиральных антенн состоит в том, что они излучают волны с поляризацией, вращающейся в ту или другую сторону в зависимости от направления намотки спирали. Такая вращающаяся поляризация в ряде случаев полезна. Например, она повышает надежность приема сигналов от космических объектов, уменьшает некоторые виды помех. А приемные спиральные антенны могут принимать как волны с поляризацией, вращающейся в ту же сторону, что и при излучении, так и волны с линейной поляризацией.

К недостаткам спиральных антенн надо отнести следующие их свойства. Входное сопротивление этих антенн слишком велико (100—160 Ом), что несколько осложняет согласование этих антенн с кабелями, имеющими волновое сопротивление 50—75 Ом. Невозможно получение узких диаграмм направленности. Боковые лепестки диаграммы направленности значительны.

Направленность можно увеличить, а боковые лепестки уменьшить применением решетки из нескольких спиральных антенн, а также сочетанием спиральной антенны с другими устройствами направленного излучения. Так, рупор с расположенной внутри него спиралью (рис. 8-46) при сохранении вращающейся поляризации имеет коэффициент направленного действия в 4 раза боль-

ше, чем простая спиральная антенна без рупора, а боковые лепестки во много раз слабее. Диапазон частот при этом получается двукратный.

8-13. Антенны поверхностных волн

Поверхностными волнами называются бегущие волны, распространяющиеся вдоль какой-либо поверхности. Пример антенны поверхностной волны показан на рис. 8-47. Антенна имеет две основные части: возбудитель поверхностной волны *1* (в данном случае рупор) и замедляющую систему *2*, которая переходит в металлический экран *3*. Именно замедляющая система направляет поверхностную волну и создает излучение.

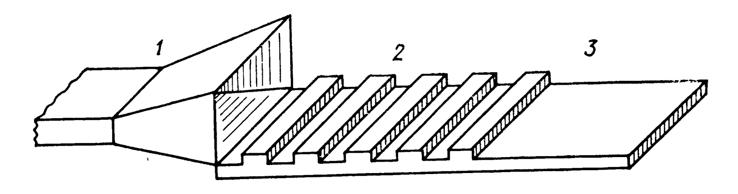


Рис. 8-47. Пример антенны поверхностной волны
1 — возбудитель (рупор); *2* — замедляющая система; *3* — экран

В зависимости от типа возбудителя и структуры замедляющей системы могут быть различные типы антенн поверхностных волн. Замедляющая система бывает не только ребристая, но и в виде тонкого слоя диэлектрика на металлическом экране.

Антенны поверхностных волн дают сравнительно невысокую направленность. Угол раствора основного лепестка диаграммы направленности получается примерно 15—20°, значительно также излучение на боковых лепестках. Вместе с тем антенна имеет то достоинство, что может работать при отклонении от наивыгоднейшей частоты на ±15%. Поскольку рупорные возбудители выступают над замедляющей системой, то в некоторых устройствах делают возбудители в виде диполей или щелей. Иногда применяют несколько возбудителей. В последнее время антенны поверхностных волн все больше начинают использовать в системах связи, радиолокации и в других случаях.

8-14. Линзовые антенны

Направленное излучение дециметровых и сантиметровых волн можно получить с помощью линз, аналогичных в некоторой степени оптическим линзам. Действие линзовых антенн основано на том, что фазовая скорость электромагнитной волны в линзе отличается в ту или другую сторону от скорости волны в свободном пространстве. Изменение скорости отдельных частей фронта волны приводит к изменению формы фронта и создает эффект

фокусировки. Сферический или цилиндрический фронт волны преобразуется в плоский и за счет этого достигается хорошая направленность излучения.

Существует много типов линзовых антенн. На рис. 8-48 показана линзовая антенна из диэлектрика с малыми потерями, например из полистирола, и изображено преломление волн в ней. Фазовая скорость волны в диэлектрике меньше, чем в свободном пространстве, и поэтому такую линзу называют замедляющей.

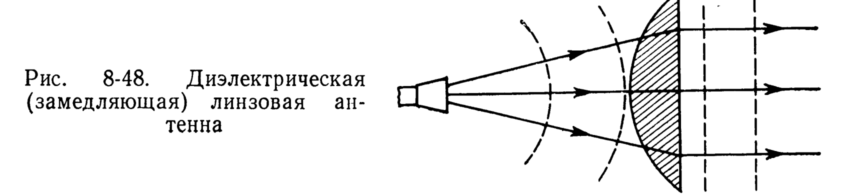


Рис. 8-48. Диэлектрическая (замедляющая) линзовая антенна

В качестве облучателя может быть применен рупор. Линзы делаются также из так называемого искусственного диэлектрика, т. е. диэлектрика, в котором имеется большое количество мелких металлических шариков, дисков или стержней, играющих роль диполей. Электромагнитная волна возбуждает в них колебания, и они создают вторичное излучение, которое в сумме с основным излучением вызывает эффект преломления волн в линзе.

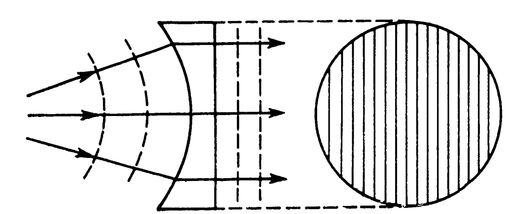


Рис. 8-49. Принцип устройства волноводной ускоряющей линзовой антенны

Примером ускоряющей линзы является волноводная линза (рис. 8-49). Она состоит из большого числа параллельно расположенных металлических пластин, напоминающих по форме разрез плоско-вогнутой линзы и имеющих различную длину. Все эти пластины в совокупности образуют круглую линзу, по форме похожую на рассеивающую оптическую. Каждая пара соседних пластин образует волновод. Но в волноводе фазовая скорость больше, чем в свободном пространстве. Поэтому такая линза также дает эффект фокусировки, т. е. превращает сферический фронт волны в плоский.

Помимо рассмотренных вариантов линзовых антенн существует еще много других типов этих антенн. Достоинством линзовых антенн является хорошее направленное действие и очень небольшие боковые лепестки в диаграмме направленности. В со-

четании с рупорной антенной линзы позволяют значительно уменьшить длину рупора. Недостатком линзовых антенн надо считать их сравнительно большую массу и сложность изготовления.

8-15. Распространение дециметровых и сантиметровых волн

При связи на небольших расстояниях вдоль поверхности земли используется особенность прямолинейного распространения дециметровых и сантиметровых волн и поэтому в большинстве случаев связь проводится в пределах прямой видимости. Предположим, что антенна передатчика расположена на высоте h_1

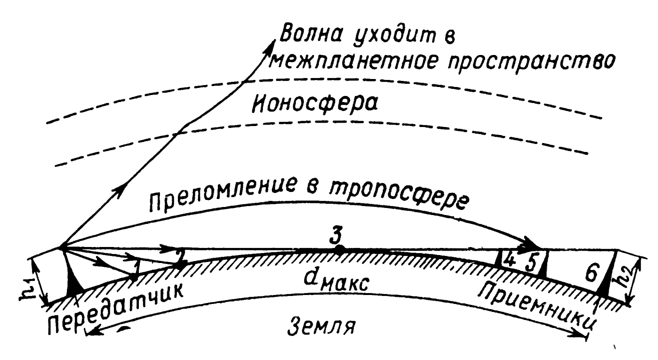


Рис. 8-50. Пути волн СВЧ в атмосфере

над поверхностью земли, а антенна приемника не поднята над землей. Если считать, что волны СВЧ совершенно не огибают кривизну земли, то наиболее удаленной точкой, в которой возможен прием сигналов передатчика, будет точка *3*, лежащая на горизонте (рис. 8-50). Прием в точках *1* и *2*, расположенных ближе, также возможен без подъема на высоту приемной антенны. Для точек, расположенных за горизонтом (например *4*, *5*, 6), необходимо приемную антенну поднимать. Чем более удален приемник за линией горизонта, тем больше должна быть высота приемной антенны h_2.

Нормально связь возможна на расстоянии $d_{макс}$, которое представляет собой наибольшее расстояние прямой видимости и определяется по формуле

$$d_{макс} = 3{,}6\left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right),$$

где h_1 и h_2 выражены в метрах, а $d_{макс}$ — в километрах. Например, если $h_1 = 36$ м и $h_2 = 16$ м, то

$$d_{макс} = 3{,}6\left(\sqrt{36} + \sqrt{16}\right) = 36 \text{ км}.$$

Практически дальность связи получается больше вследствие некоторого искривления пути волн из-за преломления в нижних слоях атмосферы и огибания кривизны земли. Поэтому постоянный коэффициент 3,6 в формуле несколько увеличивается, примерно до 4—4,5.

Приведенная формула не учитывает влияния неровностей земной поверхности и различных местных предметов, мешающих распространению волн. Не следует пользоваться этой формулой для малых значений h_1 и h_2, а также в случае распространения волн в городских условиях или в условиях сильно пересеченной местности (в горах).

Пространственные волны СВЧ, как правило, не отражаются от ионосферы. На рис. 8-50 показано, что пространственная волна, излучаемая антенной передатчика под углом к горизонту,

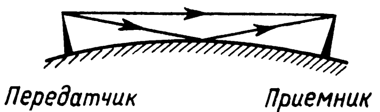


Рис. 8-51. Отражение волн от земной поверхности

несколько преломляется в ионосфере, но не возвращается на земную поверхность, а уходит в межпланетное пространство. Отсюда следует, что волны СВЧ могут быть использованы для космической радиосвязи на сверхдальних расстояниях.

В случаях связи на расстояниях d, меньших, чем максимальная дальность прямой видимости $d_{\text{макс}}$, в приемную антенну попадает не только волна, распространяющаяся над земной поверхностью, но и волна, отраженная от поверхности земли (рис. 8-51). В приемной антенне происходит сложение колебаний, созданных прямой и отраженной волнами. Фазы этих колебаний различны.

Отраженная волна проходит более длинный путь и поэтому отстает по фазе. Кроме того, при отражении от земли она изменяет свою фазу на обратную.

Для расчета действующего значения напряженности поля для данного случая акад. Б. А. Введенский дал следующую формулу:

$$E = \frac{2,2h_1h_2}{\lambda d^2}\sqrt{P_{\text{изл}}D},$$

где E выражено в милливольтах на метр, h_1, h_2 и λ — в метрах, d — в километрах, $P_{\text{изл}}$ — мощность излучаемых волн в киловаттах и D — коэффициент направленного действия антенны. Эта формула, известная под названием «отражательная», справедлива при условии, что d — много больше, чем h_1 и h_2, но меньше, чем $d_{\text{макс}}$. Ею можно пользоваться только при $h_1 > 0$ и $h_2 > 0$.

В качестве примера найдем напряженность поля, создаваемого антенной в виде обычного вибратора ($D = 1,64$) в случае,

когда $h_1=36$ м, $h_2=16$ м, $\lambda=0,4$ м, $d=10$ км, $P_{изл}=9$ Вт. Выше для данного случая было определено $d_{макс}=36$ км. Так как $d<d_{макс}$, то можно вести расчет по формуле Введенского

$$E=\frac{2,2\cdot 36\cdot 16}{0,4\cdot 10^2}\sqrt{9\cdot 10^{-3}\cdot 1,64}\approx 3,9\,мВ/м.$$

Действительные значения напряженности поля в месте приема получаются меньше, чем рассчитанные по формуле Введенского, вследствие поглощения энергии волн в атмосфере. Кроме того, отражение дециметровых и сантиметровых волн зависит от состояния поверхности земли. Различные неровности на ней, растительность, влажность почвы и другие факторы сильно влияют на отражение, и для их учета приходится вводить в формулу Введенского специальные поправочные коэффициенты.

Особенности распространения волн СВЧ следует учитывать при связи на пересеченной местности с передвижными и переносными радиостанциями. В этом случае иногда наблюдается пропадание связи, но при перемене местоположения одной из радиостанций связь восстанавливается. С другой стороны, распространение волн СВЧ с отражением от различных предметов может в некоторых случаях способствовать связи при отсутствии прямой видимости.

Поглощение волн СВЧ в лесных массивах или городских зданиях обычно значительно уменьшает дальность связи. Поэтому для связи в городе или в лесу приходится поднимать антенны.

Важны следующие преимущества связи на СВЧ: малый уровень атмосферных помех, отсутствие помех от удаленных станций, малая зависимость связи от времени суток и времени года.

Как известно, замирание сигналов на средних и особенно на коротких волнах проявляется весьма сильно. Замирание получается от сложения в месте приема двух отраженных ионосферой лучей, пришедших путями различной длины, или от сложения земного и отраженного лучей. На СВЧ обычно нет отраженных ионосферой лучей и поэтому замирание, как правило, не наблюдается. По той же причине связь на СВЧ почти не зависит от изменения состояния ионосферы в разное время суток или года. Все это относится к связи на небольших расстояниях с помощью прямого луча.

Благодаря применению направленных антенн, увеличению мощности передатчиков и повышению чувствительности приемников стала возможна дальняя связь на дециметровых и сантиметровых волнах. Такая связь часто наблюдается на расстояниях в сотни и тысячи километров, во много раз превышающих расстояние прямой видимости. Однако подобная связь обычно сопровождается некоторыми замираниями и сильно зависит от погоды. В этом случае используются лучи, огибающие кривизну земного шара, главным образом вследствие преломления в ниж-

них слоях атмосферы и отчасти за счет дифракции. Преломление (или рефракция) волн в нижних слоях атмосферы, т. е. в тропосфере, объясняется тем, что в разных частях воздух имеет различные плотность, влажность и температуру, а поэтому изменяется также и его диэлектрическая проницаемость. Вследствие постоянных изменений состояния воздуха вблизи поверхности земли рефракция волн в тропосфере все время меняется.

Иногда наблюдается распространение дециметровых и сантиметровых волн на дальние расстояния в *атмосферных волноводах,* т. е. слоях тропосферы, в которых возникло более сильное преломление радиоволн. Такие волноводы образуются около поверхности земли или на некоторой высоте над землей (рис. 8-52).

а)
Передатчик Земля Приемник
б)
Передатчик Земля Приемник

Рис. 8-52. Пути волн в атмосферных волноводах

В приземном волноводе (рис. 8-52, *а*) волна многократно отражается от земли. Атмосферные волноводы (рис. 8-52, *б*) обычно имеют ширину порядка десятков или сотен метров. Для них характерна некоторая критическая длина волны. Поэтому метровые или короткие волны, как правило, не распространяются таким способом. Подобные волноводы возникают в атмосфере сравнительно редко и не могут быть использованы для регулярной связи.

Дальнее распространение волн СВЧ бывает благодаря рассеянному отражению волн от неоднородностей тропосферы. Эти неоднородности создаются вследствие изменения температуры, влажности и давления. При подобном отражении в приемную антенну попадают волны с очень малой энергией. Но при достаточной мощности передатчиков, высокой чувствительности приемников и применении направленных антенн с помощью тропосферного рассеяния возможна надежная связь на расстояниях в сотни километров.

Следует еще отметить поглощение сантиметровых волн в атмосфере. Так, например, волны длиной около 1,3 см поглощаются водяными парами. Сильно поглощают волны дождь, туман и снег. Чем меньше длина волны, тем сильнее поглощение. Практически такое поглощение нужно учитывать только для волн, длина которых меньше 5 см.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Иван Петрович Жеребцов

ВВЕДЕНИЕ В ТЕХНИКУ ДЕЦИМЕТРОВЫХ И САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Редактор *В. Я. Чуриков.* Художественный редактор *Б. П. Кузнецов*
Технический редактор *О. С. Житникова.* Корректор *З. В. Лобова*
Переплет художника *Б. А. Комарова*

Сдано в набор 1/X 1975 г. Подписано к печати 24/XII 1975 г. М-24398. Формат 60×90[1]/16. Бумага типографская № 3 Печ. л. 11,5. Уч.-изд. л. 11,33. Тираж 30 000 экз. Заказ № 2015. Цена 59 коп

Ленинградское отделение издательства «Энергия». 192041, Ленинград, Марсово поле, д. 1.

Ленинградская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 196126, Ленинград, Ф-126, Социалистическая ул., 14.

59 коп.

